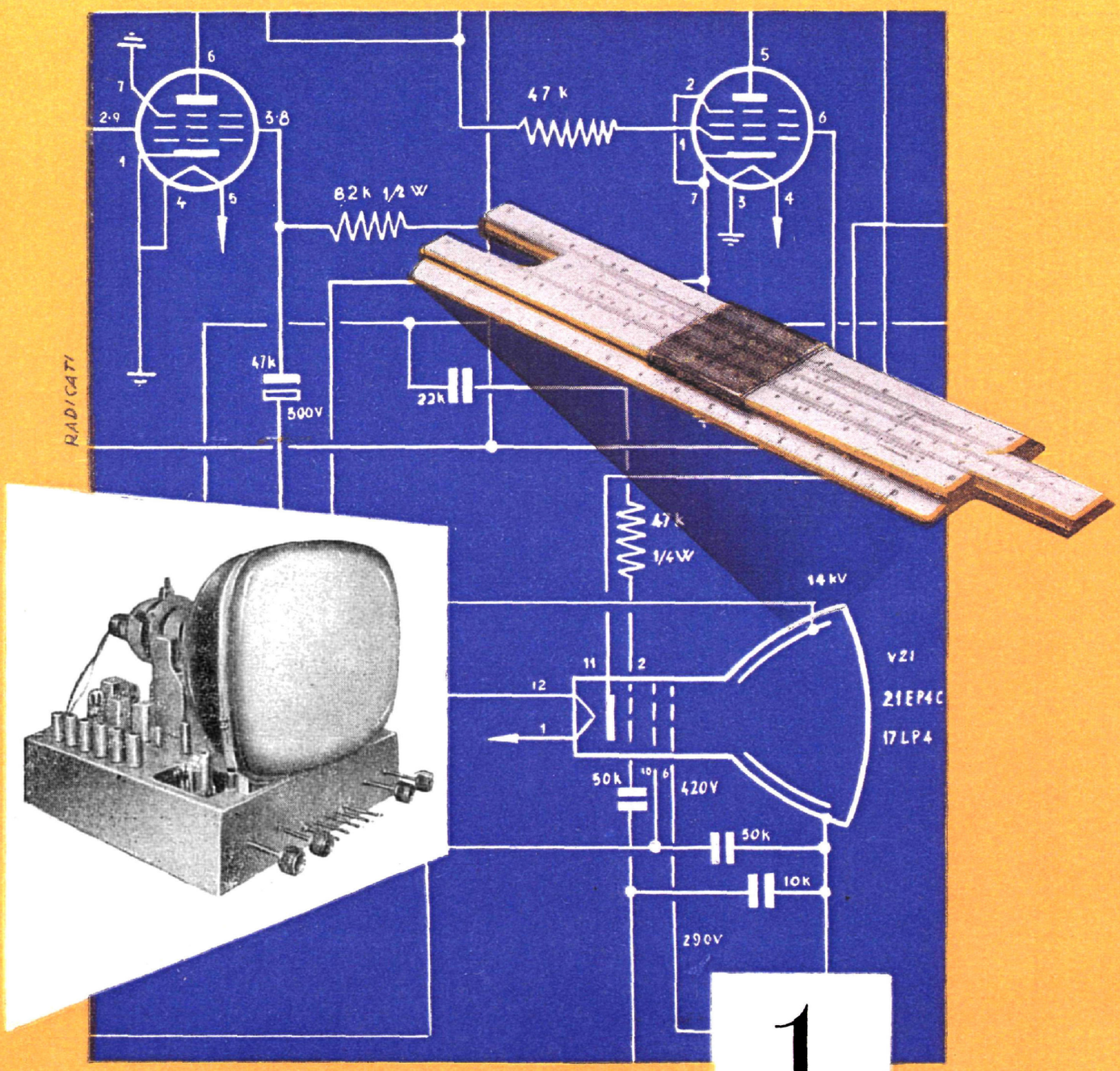
CORSO TEORICO PRATICO DI TELEVISIONE



10 MARZO 1961 ★ DISPENSA N. 1 LIRE 150

EDITRICE
IL ROSTRO
MILANO

SI PUBBLICA
il 1° il 10 e il 20
di ogni mese

Corso teorico - pratico di televisione

Il Corso completo di TV che la Editrice Il Rostro raccoglie in numero 35 dispense decadali, con le debite modifiche ed aggiornamenti, è il Corso che, con l'autorizzazione del Ministero della Pubblica Istruzione, fu svolto per corrispondenza con grande successo.

Pressati dalle frequentissime richieste dell'ormai esaurito Corso Nazionale di TV, la ns. Editrice a iniziato la sua pubblicazione a dispense di circa 32 pagine ciascuna che usciranno tre volte al mese, per offrire all'acquirente la possibilità di realizzare una notevole economia; infatti ogni dispensa è posta in vendita a L. 150.

L'abbonamento all'intero Corso costa L. 4.500 e l'abbonamento semestrale è stato fissato in L. 2.500.

●

Il Corso tratta tutti gli argomenti riguardanti la TV monocromatica, dai concetti fondamentali di analisi, sintesi, risoluzione, trasmissione e con particolare sviluppo della ricezione: funzionamento, messa a punto, ricerca guasti, riparazione del moderno televisore.

Pure gli strumenti di misura e le apparecchiature elettroniche occorrenti per il laboratorio del videotecnico, vengono illustrati.

Il carattere del Corso è decisamente descrittivo e pratico ed acconsente a chiunque in possesso di modeste conoscenze di radiotecnica di espletare il servizio di assistenza tecnica TV e di assumere posizioni di rilievo nelle grandi industrie del ramo.

●

Ogni cinque lezioni il Corso contiene una serie di domande e risposte a quiz, con quattro risposte per domanda (a, b, c, d; delle quali una è la risposta esatta e tre volutamente sbagliate); l'allievo deve individuare quella esatta; nella dispensa successiva viene pubblicata « la chiave » cioè viene ripetuta la sola risposta esatta.

Numerosi problemi svolti facilitano l'applicazione pratica delle nozioni teoriche esposte nel testo.

Per gli abbonamenti indirizzare a:

Editrice IL ROSTRO - Via Senato 28 - MILANO (228)

Per le rimesse dell'importo servirsi del C. C. postale N. 3/24227 di vaglia postale

CORSO
TEORICO - PRATICO DI
TELEVISIONE

DISPENSA

N. 1

SOMMARIO

LEZIONE I

Generalità — I precedenti storici dell'analisi della TV.

LEZIONE II

Le basi dell'analisi televisiva — Costituzione schematica di un moderno sistema televisivo — Costituzione e caratteristiche dell'occhio umano — Illuminazione e sensazione — Sensibilità cromatica dell'occhio — Potere risolutivo dell'occhio — Persistenza delle sensazioni luminose.

TUTTI I DIRITTI RISERVATI ALLA
EDITRICE IL ROSTRO - MILANO

TIPOGRAFIA EDIZIONI TECNICHE - MILANO - VIA BALDO DEGLI UBALDI 6

LEZIONE I

GENERALITA'.

E' fuor di dubbio che il problema della visione trasmessa a distanza, o televisione, è oggi una delle più affascinanti questioni scientifiche che appassionano tecnici e profani.

Oggi si può affermare che una soluzione del problema della televisione è stata raggiunta con risultati pienamente soddisfacenti. Forse l'avvenire ci porterà altre soluzioni, fors'anche più semplici dell'attuale, ma ciò non attenua per nulla l'importanza della realizzazione odierna.

La televisione si può definire come la trasmissione elettrica di una successione d'immagini e la loro susseguente ricezione, in modo tale da dare una riproduzione virtualmente continua del soggetto o della scena di fronte all'occhio di un osservatore lontano.

Qualsiasi circuito elettrico completo, dotato di questi requisiti, è chiamato sistema televisivo e la sua funzione è di generare, trasmettere e riprodurre ciò che, con termine tecnico moderno, dicesi « informazione video ». Poichè l'informazione da trasmettere non è di natura elettrica, il circuito citato deve avere almeno tre elementi fondamentali: 1) un traduttore che serve a convertire i dati ottici in una serie di equivalenti segnali elettrici; 2;) un collegamento elettrico per convogliare i segnali ad un punto lontano; 3) un secondo traduttore per riconvertire i segnali elettrici in un'immagine ottica percepibile da un osservatore che si trovi nel punto lontano. Questi tre elementi si riferiscono direttamente alla triplice funzione del sistema televisivo succitato: un traduttore per generare, un collegamento per trasmettere ed un traduttore per riprodurre l'informazione desiderata.

La necessità della presenza di ulteriori organi oltre a questi tre fondamentali, dipende essenzialmente dal carattere dell'informazione, dalla velocità della trasmissione e dalle caratteristiche del mezzo di trasmissione.

Pertanto per accostarsi intelligentemente allo studio di un sistema di televisione, occorre innanzi tutto stabilire quale sia il genere dell'informazione che il sistema deve convogliare.

Le considerazioni che precedono sono più o meno applicabili a qualsiasi sistema di comunicazioni elettriche che debba trasmettere informazioni che siano per se stesse di natura elettrica: per esempio, nella trasmissione della parola per telefono, il microfono ed il ricevitore costituiscono dei traduttori, mentre i fili o cavi costituiscono il necessario collegamento. Gli elementi addizionali del sistema telefonico (quali ad es. amplificatori, modulatori, filtri e rivelatori in un sistema a frequenza vettrice) dipendono dalle caratteristiche della trasmissione su filo o cavo, dal tempo concesso per trasmettere una determinata quantità di informazioni e dalla natura stessa della fonia. Per realizzare traduttori e altri componenti che diano una soddisfacente riproduzione della parola originale, il tecnico deve per prima cosa conoscere a fondo le caratteristiche dei segnali coi quali ha da fare.

Per ciò, nell'accostarsi allo studio degli elementi di un sistema televisivo noi cominceremo con l'analisi di una immagine e dei problemi che insorgono per la trasmissione di tale immagine, su un canale di comunicazione elettrica. Dopo di che, potremo procedere ad uno studio dei traduttori e apparati associati per la produzione di un segnale elettrico accettabile dal canale di trasmissione. I vari elementi possono poi essere raggruppati per costituire un tipico sistema televisivo.

Attraverso questa procedura di ordine generale noi dobbiamo renderci conto che la trasmissione pratica di un'immagine include il raggiungimento dell'illusione visiva di un'immagine completa per l'osservatore lontano. Pertanto il compito del tecnico televisivo sarà di progettare, costruire e far funzionare un sistema commercialmente realizzabile e tale da soddisfare questa illusione. Poichè la trasmissione di una informazione video deve aver luogo per tramite di un collegamento elettrico qualsiasi, può essere interessante esaminare se tale collegamento impone delle limitazioni al tipo di segnali che può trasmettere.

Per definizione, la risposta di un circuito elettrico è una funzione univoca del tempo. Con ciò noi vogliamo intendere

che se un certo numero di segnali differenti vengono applicati all'ingresso di un sistema di trasmissione, essi si sommeranno in tal maniera che la tensione ai morsetti di uscita avrà un valore ed uno soltanto in ogni istante di tempo; sebbene il segnale d'uscita entro un determinato periodo di tempo possa essere risolto in un certo numero di frequenze componenti, tuttavia esso possiede una sola ampiezza in ogni istante. Noi potremo dire allora che un collegamento elettrico possiede delle limitazioni nel senso che esso può accogliere soltanto una funzione di tempo ad una sola dimensione.

Consideriamo ora che un'immagine qualsiasi debba essere trasmessa e procuriamo di trattare la trasmissione di immagini alla stessa stregua di quella sonora. In luogo di un microfono verrà usata come traduttore una fotocella. Se la luce proveniente dall'immagine viene globalmente diretta sulla foto-

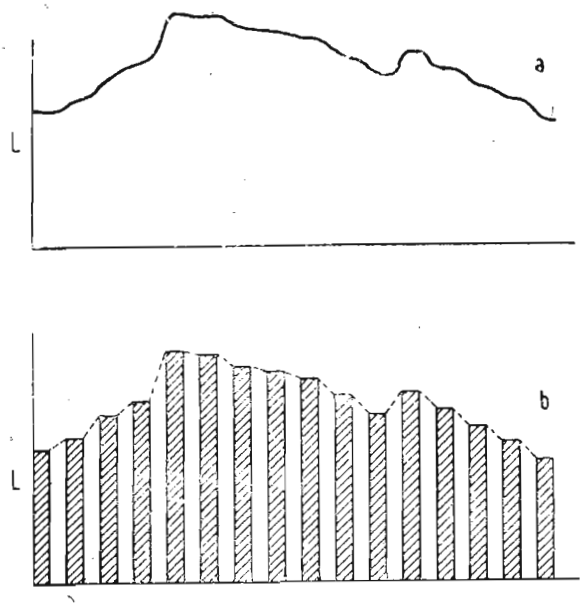


Fig. 1. — La variazione continua di luminosità lungo la superficie di una immagine (*a*) può essere rimpiazzata da *M* immagini più piccole di luminosità costante (*b*).

cella, si svilupperà in questa una corrente elettrica che, come è stato or ora considerato è una funzione univoca del tempo. Si noti però che ogni dettaglio dell'immagine è perduto nel segnale elettrico così ottenuto. Infatti per il motivo che la fotocella vede l'immagine intera, ne deriva che il segnale elettrico ottenuto sarà proporzionale alla luminosità media dell'immagine.

La fotocella non ha modo di discriminare la scena, che è di fatto un complesso bidimensionale di luminosità. Noi potremo dire quindi che c'è una completa incompatibilità fra l'infor-

mazione da trasmettere, la quale è essenzialmente bidimensionale, ed il sistema elettrico di trasmissione, il quale è capace di accogliere soltanto un segnale ad una dimensione.

Questa incompatibilità fondamentale può essere risolta comunque con un compromesso. L'esperienza acquisita coi classici metodi di stampa con cliché retinati a mezza tinta, ha dimostrato che, come conseguenza della limitata acuità visiva dell'occhio, possano risultare immagini perfettamente soddisfacenti qualora l'andamento continuo della luminosità, venga sostituito da una struttura retinata di aree elementari, la luminosità di ognuna delle quali corrisponde alla luminosità media dell'area corrispondente esistente nell'immagine originale. Questo concetto è illustrato nella figura 1 dove l'effettiva variazione di luminosità lungo l'immagine è sostituita da un gran numero di elementi di media luminosità. Se questo processo venisse esteso su entrambe le dimensioni dell'immagine, si potrebbe vedere che l'immagine originale sarebbe rimpiazzata da *M* immagini più piccole ognuna delle quali sarebbe di luminosità costante. *M* può essere chiamato la figura di merito dell'immagine approssimata. Quanto più grande è il numero degli elementi, tanto maggiore è l'approssimazione all'immagine originale. Come questo processo sia effettuato in un sistema pratico verrà esaminato più avanti.

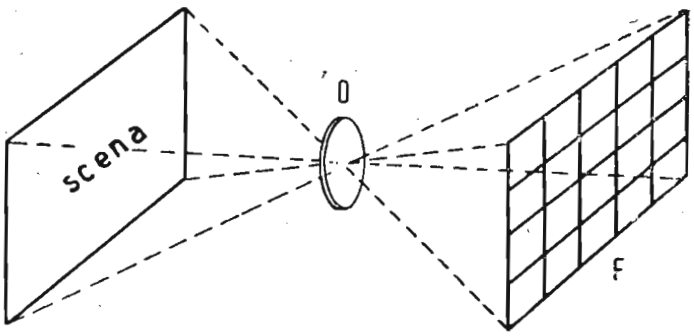


Fig. 2. — L'immagine è proiettata otticamente su un banco di fotocelle *F* disposte a scacchiera.

Per il momento può essere utile considerare un sistema semplice. Si consideri un'immagine messa a fuoco su un banco di fotocelle estremamente piccole, disposte a scacchiera strettamente vicine fra di loro. (Fig. 2). In questo caso la resa di ogni fotocella è proporzionale alla media luminosità dell'area elementare corrispondente. Ora se per esempio l'informazione così ottenuta deve essere trasmessa attraverso un sistema di conduttori è necessaria la presenza di un sistema riproduttore che

converta la tensione elettrica in luminosità e che abbia inoltre una corrispondenza univoca con le fotocelle, sia riguardo al numero che alla posizione di esse.

Poichè le fotocelle trasmettono per ogni elemento dell'immagine un determinato segnale elettrico attraverso il proprio canale di comunicazione, l'intera immagine può essere trasmessa attraverso il collegamento da *M* fotocelle con *M* elementi riproduttori in modo tale che i segnali provenienti da tutti gli elementi siano trasmessi simultaneamente in parallelo. Si dovrà curare che ogni coppia di elementi da presa (fotocelle) e da riproduzione, così collegata, occupi posizioni corrispondenti nel-

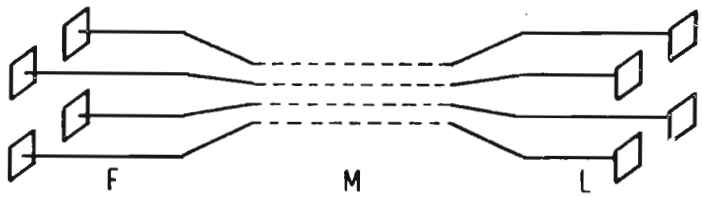


Fig. 3. — Schema teorico di un sistema di trasmissione televisiva simultanea in parallelo. *F* sono gli organi da presa (fotocelle), *M* è il canale multiplo di trasmissione ed *L* sono i corrispondenti organi di riproduzione.

l'area dell'intera immagine, in modo da ristabilire le corrispondenti coordinate nello spazio. Mentre un tale sistema di trasmissione televisiva ed elementi simultanei in parallelo, come è mostrato nella figura 3, appare teoricamente concepibile, la sua realizzazione pratica è assolutamente da scartarsi, quando

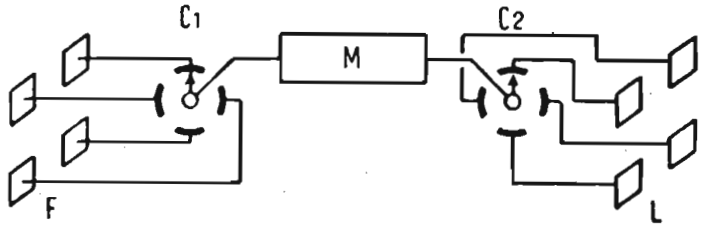


Fig. 4. — Schema teorico di un sistema di trasmissione televisiva sequenziale ad un solo canale. *F* sono gli organi da presa (fotocelle), C_1 e C_2 sono i commutatori sincroni che analizzano nel tempo l'informazione da trasmettere, *M* è il canale unico di trasmissione ed *L* sono i corrispondenti organi riproduttori.

ci si renda conto che per ottenere un'immagine riprodotta soddisfacente, sarebbero necessarie parecchie centinaia di migliaia di elementi ed altrettanti canali. Il valore pratico di tale sistema di trasmissione (che chiameremo « parallela ») è che esso richiama il concetto di analisi che è di grande importanza nella trasmissione televisiva di un'immagine: una vasta area la

cui luminosità varia da punto a punto può essere sostituita da *M* piccole aree o elementi la cui luminosità sia un campione della luminosità nella corrispondente regione dell'immagine originale. Lo scopo del processo di analisi è di rendere la trasmissione su *M* sistemi elettrici dell'informazione bidimensionale.

Si tratta ora di trovare il mezzo di ridurre il numero dei canali di trasmissione. Abbiamo visto come l'immagine può essere analizzata nello spazio; se ora possiamo analizzarla altrettanto bene nel tempo, il problema è risolto.

Supponiamo che due commutatori-analizzatori rotanti siano introdotti nel sistema, come è mostrato in figura 4. Con questa modifica, l'uscita di ogni singola fotocella viene analizzata in modo sistematico ed ordinato ed esiste perciò una completa compatibilità col mezzo di trasmissione.

L'informazione bidimensionale è stata ridotta ad una funzione univoca del tempo; tuttavia tale compromesso richiede qualche sacrificio. L'immagine originale è stata risolta o spezzettata in *M* elementi successivi con una perdita di risoluzione o dettaglio e l'intera immagine non appare mai al riproduttore nella sua totalità in ogni istante. Quest'ultima circostanza presuppone che il processo di analisi si verifichi con un ritmo sufficientemente elevato e tale che l'occhio possa integrare l'immagine e percepirne i moti scenici riprodotti, in maniera soddisfacente. Questo sistema di trasmissione televisiva nel quale gli elementi dell'immagine vengono analizzati nel tempo e che, per contrapposto a quello parallelo poc'anzi esaminato potremo chiamare « sequenziale », costituisce la base dei moderni sistemi di televisione e come tale richiede un esame più profondo.

Gli elementi costitutivi di un sistema di trasmessione televisiva di questo genere sono:

Sistema di presa: 1) un traduttore fotoelettrico; 2) un frazionatore della immagine in *M* elementi dello spazio; 3) un organo selettore che analizza questi elementi in modo preordinato nel tempo e li trasmette in ordinata sequenza al canale di comunicazione.

Sistema riproduttore: 1) un traduttore di corrente in luce; 2) un meccanismo selettore il quale, operando in esatto sincronismo col selettore di presa, trasmette gli elementi di tempo del sistema di comunicazione ai corrispondenti elementi riprodotti, cosicchè ognuno di essi è ricollocato nella sua esatta posizione nello spazio.

Canale di comunicazione: 1) deve avere la capacità di convogliare tutti i segnali video ed i segnali che sincronizzano il moto del commutatore-analizzatore, inviati dal sistema di presa al sistema riproduttore.

I PRECEDENTI STORICI DELLA TELEVISIONE.

Prima di iniziare lo studio dei sistemi di trasmissione e ricezione televisiva, non sarà male dare uno sguardo ai precedenti storici della televisione.

I principii della fotografia, la registrazione cioè delle immagini, vennero formulati fin dal 1829 e già prima del 1850 qualche ricercatore aveva tentato di trasmettere immagini e disegni. Il fisico inglese Bain escogitò nel 1843 un telegrafo elettrochimico copiante, per la trasmissione elettrica di disegni; Bakewell nel 1847 ottenne, perfezionandolo, qualche risultato. L'abate Caselli, infine, riuscì a trasmettere a grande distanza dei disegni col suo « pantelegrafo « nel 1863. Ma si trattava sempre comunque di processi telefotografici solo adatti per immagini fisse. Il problema della televisione propriamente detta, non venne offrontato che dopo la scoperta delle cellule fotoelettriche o fotocelle, organi che permettevano la traduzione di flussi luminosi in correnti elettriche, e molto più tardi, dopo lo studio approfondito della trasmissione a distanza delle correnti elettriche a frequenza elevata. Nel 1839 il Becquerel aveva già messo in evidenza i fenomeni della traduzione luce-corrente, ma è solo nel 1873 che data la scoperta delle proprietà fotoresistenti del selenio. Su tale proprietà è basato il funzionamento delle fotocelle al selenio che costituiscono poi per parecchio tempo l'elemento fondamentale di numerosi dispositivi sperimentali di televisione.

L'invenzione del telefono, cioè la trasmissione e ricezione a distanza di suoni a mezzo di correnti elettriche, data dal 1876-77 e si può far risalire al 1875 l'origine delle ricerche sulla televisione.

Gli inventori hanno sovente tentato di imitare nelle loro ricerche, i processi della natura.

L'occhio umano è il più antico e perfetto apparecchio di televisione. Le immagini che si formano sulla retina nel fondo dell'occhio vengono da questa trasformate in impulsi nervosi e trasmessi pel tramite del nervo ottico al cervello.

Perciò i primi tecnici che hanno affrontato i problemi della televisione sono stati indotti semplicemente a imitare l'oc-

chio e tentare di riprodurre i fenomeni che si verificano nella visione umana.

Quando noi fissiamo un oggetto qualsiasi, ne « vediamo » contemporaneamente tutti i punti, poichè l'immagine reale di questo oggetto è venuta a formarsi sulla retina dell'occhio composta da una grande quantità di cellule sensibili alla luce, della grandezza di solo qualche millesimo di millimetro.

All'apparizione delle cellule al selenio, le cui proprietà ricordavano più o meno quelle delle cellule fotosensibili della retina, si pensò di creare un sistema trasmittente-ricevente di televisione costituito da una sorta di retina elettrica formata da un gran numero di fotocelle al selenio accostate a guisa di un mosaico.

Il fisico G. R. Carey immaginò nel 1875 un dispositivo di

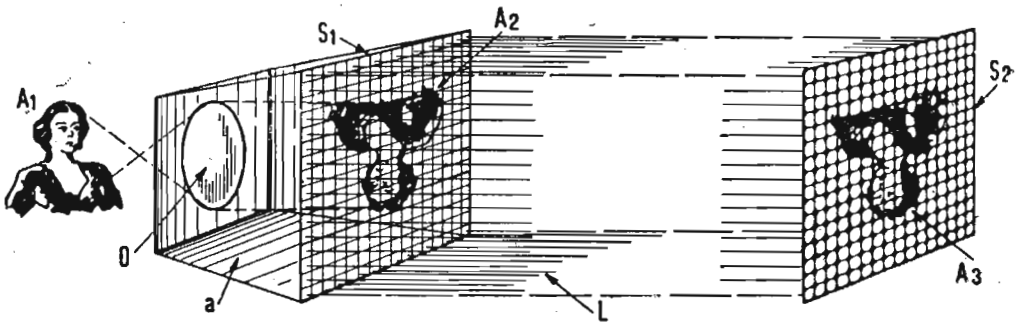


Fig. 5. — Il sistema di trasmissione televisiva immaginato dal Carey. A_1) Immagine originale; A_2) immagine proiettata otticamente; A_3) immagine riprodotta; S_1) banco di fotocelle; S_2) banco di lampade; L) conduttori di collegamenti; O) obbiettivo; a) camera oscura.

tal genere, molto primitivo, raffigurato in figura 5, e si propose di collocare un mosaico di fotocelle al selenio sul fondo di una camera nera munita di un obiettivo. L'immagine reale del soggetto da « televedere » veniva così a formarsi sul mosaico fotosensibile, le cui cellule avrebbero dovuto essere singolarmente collegate per tramite di conduttori e di una sorta di « relais rinforzatori » non meglio definiti, a delle minuscole lampade elettriche senza inerzia, anch'esse non meglio definite.

Il complesso delle lampadine riceventi, in numero uguale a quelle delle fotocelle del mosaico trasmittente, era sistemato su un pannello in tutto identico come ordine e disposizione degli elementi di questo ultimo mosaico.

In tal modo un raggio luminoso colpendo il mosaico trasmettitore su una determinata fotocella, avrebbe provocato l'accensione della corrispondente lampadina sul pannello ricevente; l'immagine reale proiettata sul mosaico di fotocelle

avrebbe così determinato la ricostruzione, per piccoli elementi, sul pannello ricevente, d'una immagine identica. Questo apparecchio non ha mai potuto essere realizzato a causa dell'impossibilità di disporre di fotocelle, lampadine, relais e collegamenti adatti.

Il principio del mosaico fotosensibile è però ripreso molto più tardi dallo Zworykin per la creazione dell'« iconoscopio », il meraviglioso organo elettronico di ripresa delle immagini, pietra miliare della televisione moderna.

Nel 1877 il Sawyer applicò per la prima volta il concetto della analisi dell'immagine per elementi successivi, utilizzando una sola fotocella per la trasmissione luce-corrente dei singoli elementi, e sfruttando in ricezione il fenomeno fisiologico della persistenza retinea delle immagini. Ingegnosi sistemi elettromeccanici sincronizzati, in trasmissione ed in ricezione avrebbero dovuto provvedere all'analisi ed alla sintesi dell'immagine in un tempo di circa 1/20 di secondo.

Si ha poi nel 1880 l'invenzione del Senlecq, che è sostanzialmente un perfezionamento di quella del Carey, molto ingegnosa per quei tempi, utilizzando all'analisi uno specchietto vibrante ed un'unica fotocella, ed alla sintesi in ricezione, un analogo specchietto mantenuto in modo sincrono col primo, in combinazione con una sorgente di luce modulata dalle correnti fotoelettriche trasmesse.

Tutti questi dispositivi di analisi e di sintesi avevano però il grave difetto di essere difficilmente realizzabili: per questo le varie invenzioni ora citate rimasero praticamente lettera morta.

Spetta al Nipkow nel 1884 il merito di avere immaginato un dispositivo di analisi e sintesi veramente semplice e pratico: il disco analizzatore a spirale di fori.

Con questo sistema, il disco analizzatore è posto fra l'obiettivo della camera nera e la fotocella alla trasmissione (fig. 6), mentre in ricezione è posto fra la sorgente di luce modulata e l'occhio dell'osservatore. Il disco di Nipkow è un disco opaco portante nella sua corona periferica una serie di fori disposti lungo una spirale (fig. 6), la loro distanza angolare è costante ed uguale alla dimensione di un lato dell'immagine da trasmettere (immagine reale proiettata dall'obiettivo sul disco stesso) mentre la loro distanza dal centro varia per ciascun foro consecutivo d'una quantità uguale al loro diametro; il diametro dei fori è uguale alla dimensione dell'altro lato dell'immagine, diviso per il numero dei fori e ne consegue quindi che il passo

della spirale, è uguale alla dimensione di quest'ultimo lato dell'immagine.

Nell'area luminosa proiettata sul disco e da questo analizzata, vi è sempre un solo foro e l'area viene quindi percorsa successivamente dai vari fori per singole striscie adiacenti: ad ogni giro completo del disco l'area luminosa viene analizzata totalmente. Sulla fotocella cade un solo sottile pennello di luce attraverso il foro che in quell'istante trovasi in un determinato punto dell'area luminosa da trasmettere; in ricezione un solo sottile pennello di luce proveniente dalla sorgente luminosa modulata dalle correnti provenienti dalla fotocella, attraversa un corrispondente foro di un identico disco analizzatore e colpisce l'occhio dell'osservatore. Se i due dischi ruotano sin-

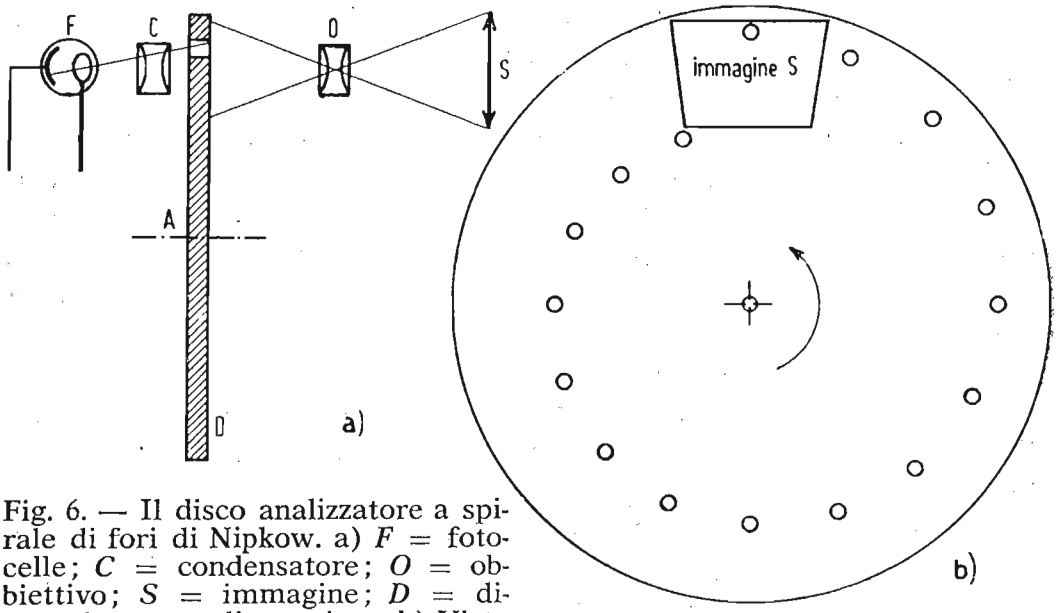


Fig. 6. — Il disco analizzatore a spirale di fori di Nipkow. a) *F* = fotocelle; *C* = condensatore; *O* = obbiettivo; *S* = immagine; *D* = disco; *A* = asse di rotazione. b) Vista frontale del disco.

cronicamente con una velocità di sedici giri al secondo, per il fenomeno della persistenza retinea, l'osservatore « vedrà » l'immagine trasmessa. L'invenzione del disco di Nipkow è stata la base di partenza di una nuova fase di lavoro sulla televisione. Da essa sono derivate il disco a lenti del Brillouin, la ruota a specchi del Weiller e la spirale di specchi. Però nulla di praticamente utile e concreto poteva sortire da qualsiasi sforzo, mancando i mezzi di amplificare le deboli correnti generate dalla fotocella.

Si giunse così alla fine della guerra 1914-18, durante la quale erano state create le prime valvole termoioniche per me-

rito del De Forest applicando le precedenti scoperte del Fleming.

Nel 1925 John Logie Baird effettuava a Londra i suoi famosi esperimenti che costituivano la vera prima trasmissione effettiva di visione a distanza.

Egli utilizzava un disco di Nipkow con 30 fori, una fotocella al cesio nel vuoto alla trasmissione ed una lampada al neon alla ricezione; l'immagine era suddivisa in trenta righe d'analisi verticali. La visione era incerta e confusa, ma un primo tangibile risultato si era già ottenuto.

Seguirono poi nella stessa epoca i lavori del Karolus e Schröter in Germania, dell'Alexanderson, Jenkins, Conrad ed Ives negli U.S.A., del Valensi e Barthélemy in Francia e del Banfi e Castellani in Italia.

Furono conseguiti da molti altri sperimentatori notevoli progressi anche nel campo della trasmissione della televisione via radio; l'analisi e la ricomposizione delle immagini venivano però per lo più effettuate con mezzi meccanici.

Finalmente nel 1930 si ebbe la pubblica apparizione dell'«iconoscopio» dello Zworykin, le prime ricerche del quale risalivano al 1925.

Per la verità l'idea di utilizzare metodi puramente elettronici per l'analisi televisiva era già stata applicata da alcuni sperimentatori quali il Compbell-Swinton (1908) ed il Clarkson (1924) senza però raggiungere un risultato veramente pratico.

L'« iconoscopio » detto anche « camera elettronica » è un organo completamente statico, fondato su principii elettronici che consente l'analisi dell'immagine da trasmettere con una finezza di « g r a n a » paragonabile ai migliori « clichés » tipografici. Esso con opportune modifiche e perfezionamenti è rimasto l'organo base della televisione moderna.

Dal lato ricevente la televisione ha ritrovato nel tubo a raggi catodici di Crookes, perfezionato poi dal Braun e con l'introduzione del cilindro modulante del Wehnelt, un organo prezioso per la riproduzione delle immagini senza organi meccanici in movimento. Con l'applicazione dell'iconoscopio in trasmissione e del tubo catodico in ricezione, ha inizio la fase della televisione puramente elettronica, che nel periodo di circa 6 anni che precedette la recente guerra mondiale, conseguì brillantissimi risultati, tali da consigliare in molte Nazioni l'effettuazione di un servizio pubblico di trasmissioni radiovisive.

LEZIONE II

LE BASI DELL'ANALISI TELEVISIVA.

Il sistema oggi adottato per trasmettere a distanza l'immagine di una scena animata consiste essenzialmente nella

a) b)

Fig. 7. — L'immagine da trasmettere viene suddivisa in tante striscioline (righe) orizzontali parallele, una adiacente all'altra.

suddivisione virtuale della superficie dell'immagine stessa in un certo numero di piccole aree, che chiameremo aree elemen-

tari, e nella trasformazione successiva, con ordine ben prestabilito, della luminosità di ciascuna di queste aree aventi varie intensità di chiaroscuro in corrispondenti impulsi elettrici il cui complesso si usa chiamare corrente fotoelettrica o video corrente.

La trasformazione di un'intera immagine in corrente fotoelettrica deve essere eseguita in un tempo assai breve, nor-

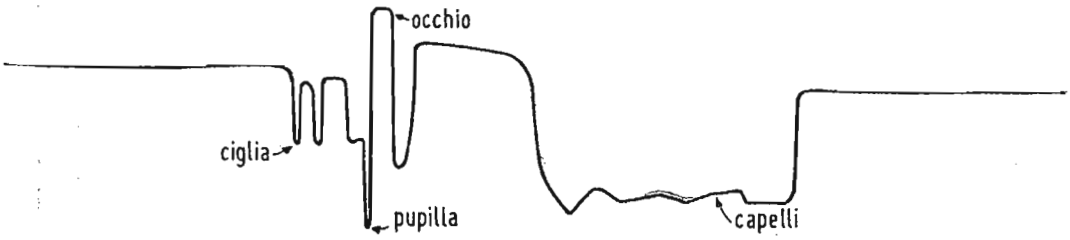


Fig. 8. — Trasformazione in video-corrente della luminosità lungo la riga a - a nell'immagine di figura 7.

malmente in un venticinquesimo di secondo; e ciò in relazione al noto fenomeno fisiologico della persistenza delle immagini sulla retina dell'occhio. Le correnti fotoelettriche nelle quali è stata trasformata l'immagine, possono essere trasmesse sia lungo fili o cavi sia mediante energia radiante, alla stessa stregua delle correnti telefoniche; come si è detto in ogni minuto secondo vengono trasmesse normalmente venticinque immagini.

L'immagine da trasmettere subisce adunque una scomposizione virtuale in un certo numero di punti in modo paragonabile al così detto retino di un cliché. Tale scomposizione è solo virtuale, cioè non esiste che nella nostra immaginazione, ma è un utilissimo concetto che serve di base per la valutazione teorica della frequenza massima delle correnti fotoelettriche alle quali dà luogo l'esplorazione dell'immagine stessa.

In realtà l'immagine che si vuol trasmettere viene suddivisa in tante striscioline parallele una adiacente all'altra e sistematicamente percorse con moto uniforme una per una da un'area elementare mobile (area analizzatrice) che analizza le eventuali variazioni di luminosità lungo ogni striscia: in altre parole l'immagine viene letta nello stesso modo con cui si legge una pagina scritta percorrendo con l'occhio, da sinistra a destra, le successive righe una dopo l'altra in ordine dall'alto verso il basso.

Nel tempo di un minuto secondo l'immagine sarà stata letta, analizzata in questa guisa, 25 volte.

COSTITUZIONE SCHEMATICA DI UN MODERNO SISTEMA TELEVISIVO.

Esamineremo ora come è costituito nelle sue linee generali un sistema televisivo trasmittente-ricevente riservandoci di considerare poi con maggiori dettagli i singoli elementi componenti di esso.

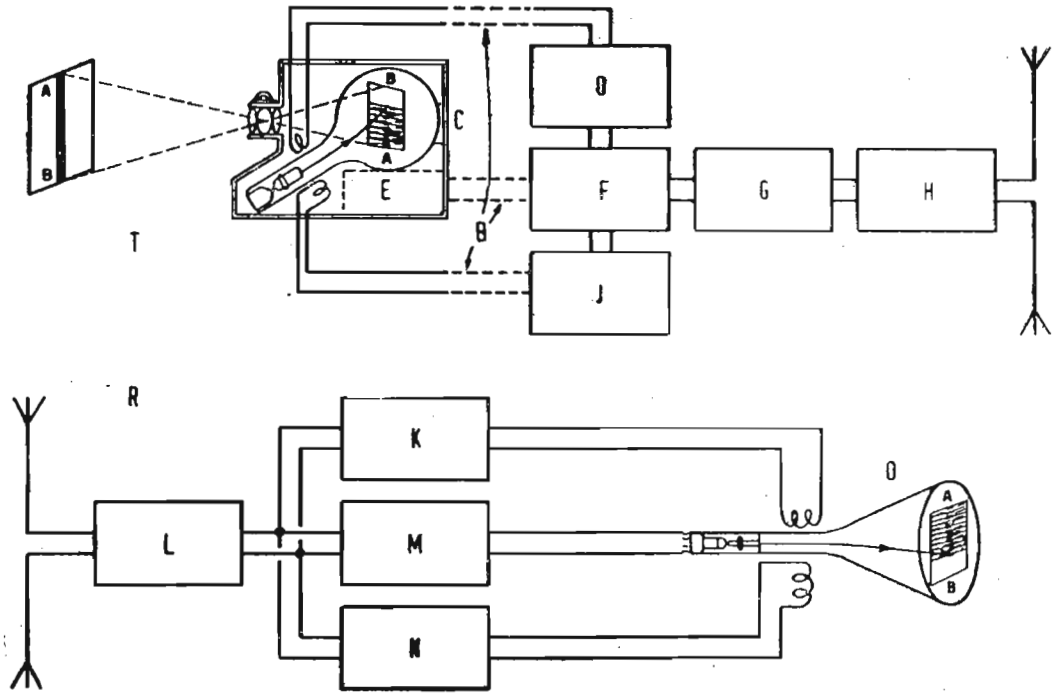


Fig. 9. — Costituzione schematica di un sistema televisivo. Complesso trasmittente *T*: *C*) camera elettronica da presa; *E*) preamplificatore video; *B*) cavo di collegamento con la camera elettronica; *F*) miscelatore del segnale video-composto; *D*) e *J*) generatori di segnali sincronizzanti e deflettori; *G*) amplificatore video; *H*) radiotrasmettitore video. Complesso ricevitore *R*: *L*) radioricevitore (rivelatore-separatore); *K*) e *N*) organi deflettori sincronizzati; *M*) amplificatore video; *O*) tubo catodico.

La conversione di una scena da luce a corrente fotoelettrica avviene in un organo il quale esplica ad un tempo le due importanti funzioni di trasformare l'immagine ottica in una corrispondente immagine elettrica e di selezionare, analizzare, gli elementi d'immagine nell'appropriata sequenza di trame alternate richiesta dal sistema di analisi a righe interlacciate. Tale organo è la camera elettronica che per semplicità considereremo ora del tipo classico « iconoscopio »: il principio fondamentale di funzionamento delle camere elettroniche più moderne che oggi hanno sostituito l'iconoscopio, non differisce molto da quello di quest'ultimo.

L'elemento essenziale nell'iconoscopio è una piastra di mica, racchiusa, sotto vuoto spinto, in un'ampolla di vetro di forma speciale, su una faccia della quale sono depositati milioni di microscopici globuli emisferici d'argento cesiato isolati l'uno dall'altro. Questi globuli d'argento sono trattati con uno strato superficiale di ossido di cesio e posseggono pertanto la proprietà di emettere delle cariche elettriche negative quando sono illuminati. Sulla faccia opposta della piastra di mica è depositato uno strato metallico continuo.

La scena da trasmettersi è messa a fuoco otticamente attraverso un obbiettivo, sulla faccia della piastra ricoperta dai globuli di argento cesiato, come in un normale apparecchio fotografico. I singoli globuli di argento cesiato emettono allora cariche negative proporzionali alla loro illuminazione e per la presenza dello strato metallico posteriore essi si comportano come tanti minuscoli condensatori con un'armatura in comune. Ne risulta che la piastra assume una deficienza di carica elettrica, la distribuzione della quale sulla superficie fotosensibile è identica a quella della luce nell'immagine ottica.

Si è in tal caso effettuata la fondamentale operazione di traduzione fotoelettrica: l'immagine ottica è tradotta in un'immagine elettrica.

Rimane ancora da esplorare, analizzare, l'immagine elettrica secondo una ordinata serie di righe orizzontali.

Ciò viene effettuato mediante un sottile pennello di elettroni (raggio catodico) proiettato sulla superficie fotosensibile, il quale con la sua traccia su di essa delimita l'area analizzatrice (spot). Mediante la combinazione di due campi elettrostatici od elettromagnetici esterni, il pennello elettronico può essere rapidamente ed accuratamente spostato in modo che la sua traccia (spot) descriva sulla superficie fotosensibile una serie di righe quasi orizzontali a zig-zag, tali da percorrerla tutta dall'alto al basso secondo le norme che verranno esaminate più innanzi. Passando sopra i granuli d'argento cesiato, il pennello di elettroni riporta all'equilibrio la carica precedentemente persa da ciascun globulo. Ad ogni ricarica, il potenziale della piastra varia: ne risulta che il potenziale della piastra subisce una rapida successione di differenti valori, ciascuno in dipendenza della quantità di carica in quel particolare istante.

Durante l'intero processo di analisi dell'immagine il potenziale della piastra varia continuamente: tali variazioni sono in ogni istante proporzionali alle variazioni di luminosità fra e-

lementi d'immagine adiacenti percorsi dal pennello elettronico analizzatore in quell'istante.

Le variazioni di potenza fornite dalla camera elettronica, dopo essere stato opportunamente amplificate e mescolate con speciali impulsi sincronizzanti, vengono inviate a modulare l'onda supporto di un radio-trasmettitore, ovvero vengono convogliate su cavi coassiali o altro mezzo di trasmissione. Al ricevitore, nel caso della radiotrasmissione, l'onda ricevuta viene demodulata e le video correnti ottenute inviate a controllare la luminosità dello schermo di un tubo catodico riproduttore dell'immagine.

Nel tubo catodico ricevente vi è un sottile pennello elettronico proiettato da un particolare sistema di elettrodi (analogamente al pennello elettronico dell'iconoscopio) su uno schermo luminescente.

La traccia del pennello catodico sullo schermo produce un piccolo punto luminoso (« spot »).

Il pennello catodico nel tubo ricevente è costretto a muoversi nello stesso modo e sincronicamente col pennello catodico analizzatore della camera elettronica.

Il movimento del pennello catodico è ottenuto anche qui a mezzo di due campi elettrostatici o elettromagnetici ortogonali. Le correnti che generano tali campi sono controllate da speciali segnali sincronizzanti che vengono separati dalle video correnti pel tramite di appositi circuiti. In tal modo tutti i punti di una superficie rettangolare sullo schermo ricevente, sono percorsi uno dopo l'altro per successive linee orizzontali adiacenti. La riproduzione dell'immagine è realizzata variando la luminosità della traccia del pennello catodico sullo schermo luminescente.

La variazione di luminosità viene ottenuta variando il potenziale applicato ad un elettrodo di controllo (griglia) del complesso proiettore del pennello catodico. Tali variazioni di potenziale sono derivate dalle video correnti ricevute, le quali a loro volta sono derivate dalle variazioni di potenziale dalla superficie fotosensibile della camera elettronica. Conseguentemente, come il pennello catodico si muove lungo ogni riga del quadro in ricezione, la luminosità della traccia sulla superficie luminescente (spot), viene controllata in diretto accordo con le corrispondenti variazioni di luminosità dei punti dell'immagine proiettata sulla piastra fotosensibile della camera elettronica. Sullo schermo del tubo catodico ricevente viene perciò riprodotta l'immagine trasmessa.

Il processo si ripete con la frequenza di 25 immagini complete al minuto secondo.

Se però la frequenza di venticinque immagini al secondo è sufficiente per dare la sensazione del moto continuo, essa produce all'occhio dell'osservatore uno sfarfallio o tremolio molto noioso e particolarmente accentuato nei bianchi luminosi dell'immagine. Lo stesso fenomento si verifica nel cinematografo, nel quale la frequenza dell'immagine è pure di 25 al secondo (realmente 24 al secondo). Nel caso del cinema si è trovato il rimedio interrompendo per un brevissimo istante con uno speciale otturatore rotante a settori, ogni immagine durante il 25esimo di secondo di permanenza sullo schermo e ripresentandola subito dopo. La frequenza delle immagini viene così portata a 50 per secondo. Nel caso della televisione, poichè l'immagine non viene proiettata tutta completa sullo schermo ricevente ma, come si è visto per righe successive, si è ricorso a questo accorgimento: la durata di ciascuna figura (1/25 di secondo) è divisa in due ripetizioni in modo che nella prima ripetizione vengono esplorate, analizzate, tutte le righe di ordine pari mentre nella seconda ripetizione vengono analizzate le righe che erano state omesse nella prima, cioè le dispari. In conclusione, alla fine della seconda ripetizione ciascun punto dell'immagine sarà stato analizzato soltanto una volta ma l'occhio avrà ricevuto due impressioni luminose di tutta l'area della figura. La frequenza d'immagine è pertanto portata a 50 al secondo.

Questo metodo di analisi denominato a righe interlacciate è ormai universalmente adottato.

Dopo avere esaminato per sommi capi le caratteristiche generali di un complesso televisivo trasmittente-ricevente, e prima di iniziare uno studio particolareggiato dei singoli organi che lo compongono, sarà bene considerare con particolare accuratezza un organo eccezionale che interviene in modo preponderante nella intera vicenda della trasmissione televisiva: vogliamo alludere all'occhio umano.

L'occhio umano coi suoi complessi nervosi inerenti è già di per sè uno stupendo apparecchio di televisione.

COSTITUZIONE E CARATTERISTICHE DELL'OCCHIO UMANO.

L'occhio funziona fisicamente come una « camera fotografica ». E' infatti costituito da una serie di corpi rifrangenti formanti su una determinata superficie, la retina, una immagine reale del mondo esterno.

La figura 10 mostra una sezione dell'occhio. La forma di esso è determinata dalla sclerotica sufficientemente rigida ed opaca alla luce che costituisce la camera oscura del nostro apparecchio. Il globo oculare è interamente occupato da mezzi rifrangenti liquidi o gelatinosi, analogamente all'apparecchio fotografico che è costituito da un obbiettivo di materia rifrangente, a contatto dell'aria da entrambe le parti.

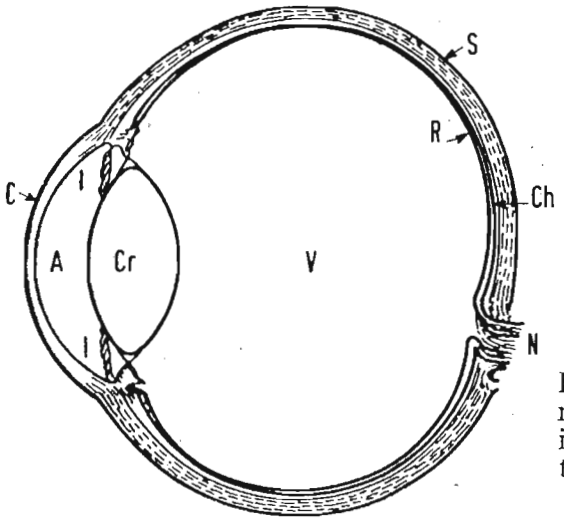


Fig. 10. — Sezione dell'occhio umano. *C*) cornea; *A*) umore acqueo; *I*) iride; *Cr*) cristallino; *V*) umore vitreo; *S*) sclerotica; *R*) retina; *N*) nervo ottico; *Ch*) coroide.

I raggi luminosi penetrando nell'occhio subiscono una forte rifrazione a causa della forte differenza degli « indici » relativi alla cornea ed all'aria esterna, rifrazione analoga a quella che si verifica nella prima superficie d'un sistema ottico composto. In seguito tali raggi, nel loro cammino attraverso l'occhio, non sono sottoposti che alle rifrazioni causate dai diversi indici di rifrazione dei mezzi incontrati sul loro percorso.

A partire dalla superficie cornea trasparente *C* (fig. 10) sino alla retina, i raggi luminosi attraversano una serie di mezzi più o meno rifrangenti; cornea *C*, umore acqueo *A*, cristallino *Cr*, umore vitreo *V*. La cornea, l'umore acqueo ed il cristallino costituiscono l'obbiettivo del nostro occhio.

In un apparecchio fotografico, la parte interna della camera oscura, contiene aria; nell'occhio in luogo dell'aria vi è l'umore vitreo che ha sensibilmente lo stesso indice di rifrazione dell'umore acqueo.

L'elemento più rifrangente dell'occhio è costituito dal cristallino, piccola lente convergente a curvatura dissimmetrica, posta dietro l'iride *I* la cui apertura circolare chiamasi « pu-

pilla ». Il suo indice di rifrazione cresce da 1,379 a 1,419 andando dalla superficie al centro del nucleo.

Non bisogna però pensare che il cristallino sia il solo obbiettivo del nostro piccolo apparecchio: poichè la cornea è più curva che la faccia anteriore del cristallino, noi disponiamo di una seconda lente convergente formata dalla cornea e dall'umore acqueo i cui « indici » sono molto simili, lente che interviene efficacemente in quanto è la sola a contatto dell'aria.

Si è visto che la cavità interna dell'occhio è riempita da un liquido detto « umore vitreo ». Nella parete interna contrapposta al sistema ottico si nota l'entrata del nervo *N*, che si dirama in numerose terminazioni distribuite nella parte posteriore della retina *R*.

L'involucro che racchiude il globo oculare è costituito da tre membrane sovrapposte. La sclerotica portettrice *S*, la coroide *Ch* nera ed impermeabile alla luce, ed infine la retina *R* che riveste una parete interna dell'occhio.

La forma concava della retina permette una messa a fuoco soddisfacente entro tutta l'estensione del campo visivo che è considerevole; esso interessa in senso orizzontale quasi 180°.

Il meccanismo della visione è determinato dalla costituzione della retina. Le fibre del nervo ottico, che si valuta siano circa 500.000, si irradiano, dopo essere entrate nell'occhio, in tutte le direzioni sulla superficie anteriore della retina. Le terminazioni nervose fanno capo, sulla faccia anteriore della retina, ad un mosaico composto di « bastoncini » sottilissimi, di forma pressappoco cilindrica, e di corpuscoli alquanto più grossi a forma di bottiglia o di cono, detti per questo « coni ». Entrambe le specie di terminazioni retiniche sono molto ravvicinate e disposte normalmente alla superficie della retina, collegate singolarmente a gruppi con una fibra nervosa; i bastoncini con le fibre più sottili, i coni con quelle più grosse.

Tale mosaico costituisce lo strato propriamente sensibile alla luce, ove l'azione luminosa è in grado di provocare l'eccitazione nervosa. Per questa ragione i coni ed i bastoncini che sono in numero di circa 18 milioni sono le vere « cellule visive ».

La retina ha un punto caratteristico detto, a causa del colore, « macula lutea », o macchia gialla. Nel mezzo di questa si trova una fossetta « fovea centralis » dove la membrana è molto sottile, perchè risulta dalla sovrapposizione di soli quegli elementi che sono assolutamente necessari per la visione. Per queste ragioni la sensibilità alla luce è molto più spinta

che in ogni altra parte della retina. I coni sono qui separatamente necessari per la visione. Per queste ragioni la sensibilità alla luce è molto più spinta che in ogni altra parte della retina. I coni sono qui separatamente connessi a singole terminazioni nervose, mentre in altre regioni della retina coni e bastoncini sono connessi a gruppi.

Tale separata connessione alle terminazioni del nervo ottico consente l'esame dei dettagli e la perfetta distinzione dei colori e ciò a favore di un migliore accomodamento del complesso ottico che raggiunge una più accurata messa a fuoco.

Tutti gli strati che formano la retina, quello delle fibre nervose, delle cellule nervose, e così via, sono perforati verso il mezzo della retina, in corrispondenza al punto d'innesto del nervo ottico.

Pertanto ivi l'occhio è insensibile e la regione si chiama « punto cieco » o « macchia di Mariotte ».

Si deve ammettere che da ogni gruppo di coni o bastoncini parta una fibra nervosa verso il cervello per trasmettere ad esso l'impressione luminosa, e quindi l'eccitazione di ogni singolo cono o bastoncino, anche isolato dai rimanenti, possa dare la sensazione di luce.

La retina non è, come si credeva un tempo, trasparente ed incolore, bensì colorata intensamente in rosso porpora, tale colorazione è dovuta alla « porpora retinica » o « umore porporino ». Il fatto che questa colorazione si estingua molto rapidamente alla luce (ed anche all'oscuro non si mantiene più di 24 ore dopo la morte dell'individuo) ha fatto sì che la sua esistenza passasse inosservata per lungo tempo.

Si è inoltre dimostrato che questa porpora retinica agisce come la parte sensibile di una lastra fotografica; essendo stato possibile fissare con allume, sulla retina di animali appena uccisi, le immagini degli oggetti fortemente luminosi visti da essi prima di morire.

E l'importanza della porpora retinica si è andata riconoscendo e affermando sempre più nel fenomeno generale della vista. Dal fatto che le sue alterazioni non cessino immediatamente col cessare della luce che la colpisce, dipende il fenomeno della persistenza delle immagini sulla retina.

Il globo oculare è fornito di muscoli che hanno la funzione di farlo ruotare, orientandolo nel miglior modo verso l'oggetto da osservare: contemporaneamente altri muscoli ad azione subcosciente incontrollata, entrano in attività per esplicare due im-

portanti funzioni: l'adattamente dell'iride e l'accomodamento della visione. La prima di tali funzioni riguarda la quantità di luce entrante nell'occhio e si esplica nella dilatazione o contrazione dell'iride in modo da variare il diametro della pupilla. In un occhio normale adattato per la luce diurna, non esposto al sole, tale diametro è di circa 3 mm; in un ambiente buio tale diametro può raggiungere anche 8 mm.

L'accomodamento riguarda invece i muscoli che operano alla periferia del cristallino alterandone la sua forma (ed anche la sua posizione) in modo da mettere a fuoco sulla retina oggetti vicini e lontani. In un occhio normale in condizioni di riposo (a muscoli cioè rilassati e non osservante alcun oggetto) il cristallino assume la conformazione più piatta, con le due facce a minima convessità.

Questa condizione è anche molto simile a quella dell'osservazione di oggetti a grande distanza.

L'osservazione di un oggetto vicino provoca la deformazione automatica del cristallino aumentandone lo spessore centrale e la convessività delle due facce. In un occhio normale la minima distanza visiva è di circa 25 cm.

Difetti funzionali del cristallino possono creare difficoltà nella messa a fuoco sulla retina di oggetti vicini o lontani: si hanno così individui miopi (che non vedono lontano) o presbiti (che non vedono vicino).

ILLUMINAZIONE E SENSAZIONE.

Per esaminare attentamente le reazioni della sensibilità dell'occhio umano a differenti valori di illuminazione ci riferiamo ad un occhio normalmente adattato, con una apertura pupillare normale, cioè con una apertura pupillare di circa 10 millimetri quadrati ed un'illuminazione di circa una candela per metro quadro.

L'illuminazione retinica è generalmente misurata in « fotoni ». Un fotone è l'illuminazione della retina stessa in corrispondenza ad una illuminazione del soggetto osservato di una candela per metro quadro, mentre l'apertura pupillare è di un millimetro quadrato. Illuminazione del soggetto osservato e sensazione visiva corrispondente sono stati studiati dal Fechner che ne ha tratto una deduzione empirica, conosciuta sotto il nome di « Legge di Fechner ».

La legge di Fechner si può tradurre nella relazione seguente

$$S = K \log B$$

ove S rappresenta l'intensità della sensazione e B rappresenta l'illuminazione del soggetto.

E' facile dunque comprendere che la sensazione visiva dell'occhio umano non è lineare con la intensità di illuminazione del soggetto, ma risponde con legge logaritmica. Di ciò va tenuto conto nelle considerazioni che verranno a suo tempo fatte sulla luminosità e sul contrasto delle immagini riprodotte sullo schermo del tubo catodico ricevente.

Si consideri inoltre che mentre nella proiezione cinematografica l'immagine appare immediatamente nella sua totalità, nel processo televisivo l'immagine appare solo per righe successive. Abbiamo infatti visto prima che l'intero processo di esplorazione-ricomposizione dell'immagine deve procedere abbastanza velocemente così che l'occhio possa successivamente integrare gli elementi, che vengono presentati in sequenza, di una immagine completa. In altre parole l'occhio non vede l'immagine completa, ma soltanto una piccola parte di essa ad ogni istante. Sorge quindi spontanea la domanda intesa a stabilire in quanto tempo deve essere coperta l'area dell'intera immagine secondo il processo della esplorazione televisiva.

Fra i vari fattori che intervengono in questo procedimento, emergono la capacità ritentiva della retina dell'occhio ed il tempo di luminescenza della sostanza fosforescente che riveste la faccia interna dello schermo catodico ricevente.

Il primo fattore è essenzialmente fisiologico e pertinente all'occhio umano nel quale persiste la sensazione visiva per un breve periodo dopo la rimozione dello stimolo; ed è per questa proprietà dell'occhio che è possibile l'effettiva integrazione di tutte le informazioni luminose che vengono presentate in rapida sequenza.

Il secondo fattore è una caratteristica di tutti i materiali fosforescenti o fluorescenti che dopo essere stati bombardati da una corrente elettronica, continuano a brillare con intensità esponenzialmente decrescente nel tempo. Il tempo utile di decrescenza o persistenza del fosforo di un tubo catodico dopo la rimozione dell'eccitazione, sino a che la luminosità raggiunga la soglia della visibilità, può essere controllato per mezzo della pratica composizione del materiale fluorescente adottato. Ordinariamente negli schermi dei tubi catodici usati in televisio-

ne, questo tempo di descrescenza è dell'ordine di un millisecondo. Questo brevissimo ma ben definito periodo di luminescenza è di considerevole aiuto all'occhio nell'integrare l'intera immagine durante il tempo della sua ricomposizione per punti elementari.

Naturalmente il tempo di decrescenza o persistenza dello schermo fluorescente del tubo catodico non deve essere lungo per porter consentire la nitida riproduzione di immagini in movimento rapido.

SENSIBILITA' CROMATICA DELL'OCCHIO.

L'occhio presenta differenti sensazioni ai vari colori dello spettro solare. La figura 11 rappresenta i valori relativi al rapporto fra la sensazione e l'energia ricevuta, in funzione della

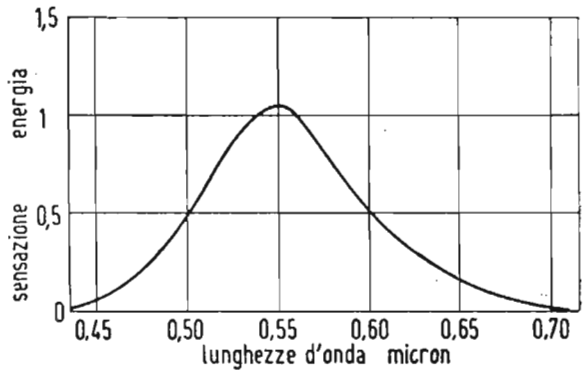


Fig. 11. — Responso cromatico dell'occhio.

lunghezza d'onda dell'energia ricevuta dall'occhio. Il massimo di tale curva corrisponde a $\lambda = 0{,}555$ micron. L'occhio ha quindi il suo massimo di sensibilità per un colore situato all'incirca fra il verde e giallo. La sensibilità dell'occhio diviene nulla sotto $\lambda = 0{,}390$ micron (inizio dell'ultravioletto) ed oltre $\lambda = 0{,}800$ (inizio dell'infrarosso).

Un corpo illuminato appare bianco quando esso riflette in uguale proporzione le varie radiazioni visibili che compongono la luce bianca. Se esso assorbe tutte le radiazioni, appare nero; se riflette un colore con maggiore intensità degli altri, esso appare colorato.

Il colore apparente di un corpo varia a secondo la sorgente illuminante: così per esempio un corpo che, illuminato da luce solare appare rosso, poichè non riflette che il rosso, quando viene illuminato da un tubo luminescente qualsiasi il cui spettro non contiene il rosso, apparirà nero, dato che esso assorbe tutte le radiazioni eccetto il rosso.

Parimenti, osservando un corpo attraverso un vetro rosso, apparirà rosso se fra le radiazioni non assorbite da esso vi è il rosso, mentre apparirà nero in caso contrario.

POTERE RISOLUTIVO DELL'OCCHIO.

Si è visto che la retina dell'occhio è composta di tanti elementi sensibili indipendenti, i « coni ed i bastoncini », distanti mediamente fra loro circa 0,005 mm; inoltre la « fovea centralis », che ha un diametro di circa ¼ di mm, è popolata di soli finissimi « coni » il cui diametro scende sino a 0,001 mm, ciascuno dei quali è singolarmente collegato ad una terminazione del nervo ottico. In questa regione il potere risolutivo dell'occhio è massimo ed il globo oculare viene inconsciamente mosso, in modo che la zona più interessante dell'immagine osservata cada su di essa.

E' intuitivo che l'occhio non può separare due punti, che nel caso in cui le immagini di essi si formino su due distinti elementi della retina.

Praticamente, perchè due punti possano essere separati, è necessario che l'angolo formato dalle due rette che li fanno convergere al centro del « cristallino », sia superiore ad un minuto primo. Ciò è conseguenza delle dimensioni fisiche della struttura del globo oculare (diametro pupillare 4 mm e profondità focale del cristallino di 18 ÷ 20 mm).

In pratica ciò corrisponde per un occhio normale osservante un oggetto situato ad un metro di distanza, a poter risolvere due punti dell'oggetto distanti fra loro di 0,3 mm.

E' comunque da tenersi presente che la capacità di un osservatore di distinguere i più minuti dettagli di un'immagine, dipende oltre che dal potere dell'occhio anche dalla forma dell'oggetto, dalla famigliarità di esso all'osservatore e dall'essere fisso od in movimento; inoltre l'illuminazione dell'oggetto ha grande importanza sulla risoluzione dei minimi dettagli. Per questa ragione il limite sopra accennato di una distanza minima di due elementi di 0,3 mm ad un metro di distanza, può essere diminuito od aumentato leggermente.

PERSISTENZA DELLE SENSAZIONI LUMINOSE.

Quando la luce cade sulla retina, la sensazione visiva non raggiunge immediatamente il suo valore finale, ma bensì cresce da prima rapidamente, poi più lentamente oltrepassando il

valore finale ed infine decresce assintoticamente al valore definitivo. Il diagramma di figura 12 illustra questo comportamento dell'occhio.

Se si sopprime bruscamente un fascio luminoso che colpisce la retina, la sensazione luminosa persiste per un certo tempo dopo la soppressione. Più di cento anni or sono, Talbot formulò una legge, oggi ancora col suo nome, secondo la quale se la periodicità delle alternanze di illuminazione ed oscurità della retina è superiore ad una frequenza critica (che dipende

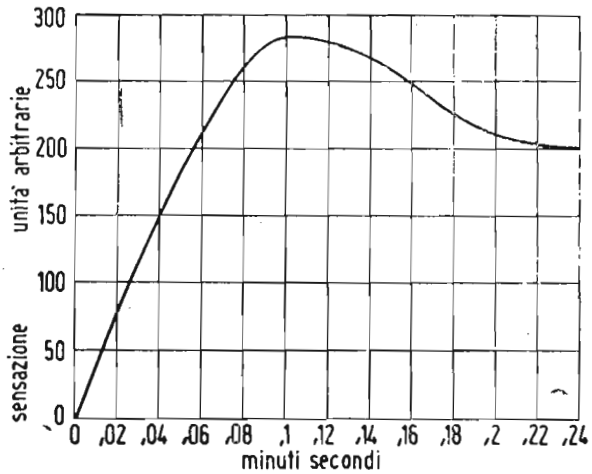


Fig. 12. — Sensazione visiva in funzione del tempo di applicazione della eccitazione.

dall'illuminazione dell'immagine), la sensazione visiva è quella corrispondente ad una stessa quantità di flusso luminoso distribuito uniformemente lungo un determinato periodo.

Pertanto se un fascio luminoso è interrotto e ristabilito periodicamente, la retina subisce una impressione continua alla condizione che la durata delle singole interruzioni sia inferiore a 1/20 di secondo.

Se la periodicità delle interruzioni è troppo lunga e l'illuminazione dell'immagine piuttosto elevata, l'occhio accusa uno « sfarfallio » o « scintillazione ».

Ad esempio un foglio di carta bianca illuminato con una frequenza di 25 lampi al secondo, manifesta scintillazione se la sua illuminazione è di 40 lux, mentre la scintillazione scompare praticamente a 15 - 20 lux.

Nelle proiezioni cinematografiche ove l'illuminazione dello schermo è di 100 a 150 lux le immagini si succedono alla frequenza di 24 al secondo la scintillazione sarebbe visibile; per

evitarla si ricorre, come già si è accennato, all'artificio di otturare l'obbiettivo non solo durante lo spostamento del fotogramma ma anche per un breve periodo durante la proiezione dell'immagine.

La frequenza delle immagini viene così portata a 48 al secondo. In televisione viene impiegato un procedimento differente, che permette, pur trasmettendo 25 immagini complete per secondo di ottenere sensibilmente la stessa impressione visiva di 50 immagini/sec.: trattasi del sistema di analisi a righe interlacciate (interlaced scanning), del quale parimenti è stato già fatto accenno.

RIASSUNTI DI ALCUNI CONCETTI FIN QUI ESPOSTI

Per televisione si intende la trasmissione a distanza, con o senza l'ausilio delle radio onde, di una scena con immagini in movimento. La TV permette dunque di vedere a distanza, come la radio permette di sentire a distanza.

Anche se la TV è venuta molti anni dopo la radio, l'idea della visione lontana è tutt'altro che nuova. Nel gennaio 1884 Paolo Nipkow, allora studente ventenne, suggerì un sistema di realizzare la televisione, ma non ottenne alcun risultato pratico. Non che la sua idea fosse errata, ma perchè la tecnica di quel tempo non gli mise a disposizione i mezzi per realizzarla. La messa a punto della TV dovette attendere la piena evoluzione della tecnica della radio e della costruzione dei tubi elettronici. Solo dopo l'avvento di questi due pilastri, la TV potè essere realizzata passo - passo in laboratorio. La ragione di questa lenta evoluzione risiede nel fatto che il nostro organo uditivo impone alla riproduzione del suono condizioni ben meno severe di quelle imposte dal nostro organo della vista alla riproduzione delle immagini. Ciò perchè la messa a punto della radio può effettuarsi con mezzi molto più semplici. In effetti un microfono installato in un punto qualunque di un locale converte in correnti o tensioni elettriche tutti i suoni che esso capta; basta allora amplificarle ed imprimerle come modulazione sopra una onda portante, perchè ad una certa distanza un radioricevitore le riproduca sotto forma di suoni. Nel caso della riproduzione del suono, non è necessario poter riconoscere la direzione di provenienza del suono. Invece in TV quello che ha importanza

è proprio la posizione di ciascuna parte della scena osservata. Se, durante la riproduzione, l'ordine delle parti dell'immagine viene turbato, ne risultano delle distorsioni inammissibili, talvolta comiche, analoghe a quelle degli specchi deformanti. Per trasmettere un'immagine bisogna dunque suddividerla in aree elementari e convertire queste particelle, in un modo o nell'altro, in segnali elettrici proporzionali all'intensità luminosa. Questo non si differenzia dal processo che si svolge nell'occhio. Quest'ultimo è paragonabile ad una camera nera, la cui parete posteriore è ricoperta interamente dalla retina. Il legame tra l'occhio e il cervello è assicurato dal nervo ottico di cui la retina costituisce un'espansione in forma di calotta. Essa consta di un grande numero di conetti e di bastoncini, ciascuno sensibile alla luce. Il cristallino proietta su di essi una immagine invertita dell'oggetto osservato. In generale molti bastoncini e molti coni sono connessi al cervello da una sola fibra nervosa, ma in una certa zona della retina tutti i coni sono connessi individualmente ad una fibra nervosa, per modo che in tale zona si percepiscono i minori dettagli dell'immagine. Quando si guardano ad esempio dei piccolissimi caratteri da stampa, si dirige incosciamente lo sguardo in modo che detti caratteri vengano esattamente proiettati in tale regione, sfruttando il maggior numero possibile di coni per trasmettere al cervello l'immagine osservata. Quando il dettaglio diviene troppo piccolo, per es. della grandezza di uno o di due coni, non lo si percepisce più nettamente: bisogna allora ingrandirlo. Si è constatato che l'uomo medio può percipire separatamente due punti vicini, quando l'angolo sotto cui li vede è di circa 1 minuto.

Tutte le fibre nervose attraversano il nervo ottico comune; questo può perciò essere considerato come un cavo composto di un grande numero di conduttori. Fondandoci sulla natura dell'occhio potremmo imitare il più fedelmente possibile la natura e prevedere nella camera di televisione, una specie di retina composta da un grandissimo numero di elementi sensibili alla luce, ciascuno essendo connesso da un conduttore (fibra nervosa) ad una parte luminosa situata nella regione corrispondente dello schermo ricevente.

Però dovremmo utilizzare un cavo di grandezza enorme (il nervo ottico) costituito da tutti questi conduttori. In sè, a parte il costo, questo procedimento sarebbe realizzabile, ma se si considera che questo legame tra la camera e il ricevitore deve essere stabilito per mezzo di trasmettitori di radio frequenza, si

vede che è impossibile metterlo in esecuzione, perchè il numero degli emettitori sarebbe tale che non vi sarebbe più posto nell'etere per altre applicazioni.

Si è dovuto pensare diversamente. L'occhio umano presenta fortunatamente una proprietà particolare, di cui si può facilmente rendersi conto spostando rapidamente un oggetto luminoso, per es. l'estremità ardente di una sigaretta. Oltre una certa rapidità di spostamento, questo punto luminoso non si percepisce più in tutte le sue singole posizioni successive, ma appare come un segmento luminoso. Ciò è conseguenza del fatto che quando la retina riceve un'impressione luminosa, questa persiste per un certo tempo, cioè dopo la sospensione dell'eccitazione, i bastoncini e i coni richiedono un certo tempo per riprendere lo stato iniziale; ossia essi presentano una certa inerzia. Si può trarre partito da questa inerzia; ciò si è già fatto veramente con la proiezione di film del cinema. Infatti un film è un nastro lunghissimo di celluloide, sul quale sono impresse numerosissime istantanee prese rapidamente una dopo l'altra; ciascuna di esse è fatta sostare per un istante davanti all'obiettivo di un proiettore e fornisce un'immagine sullo schermo. La luce viene poi intercettata per un breve istante; il film viene nel frattempo spostato di un quadro, poi viene nuovamente proiettato sullo schermo. Queste proiezioni si succedono con una velocità sufficientemente grande, non si percepiscono le interruzioni e lo spettatore non si rende conto del fatto che si proiettano delle fotografie. Durante l'interruzione della luce, grazie alla inerzia l'occhio conserva per un certo tempo l'impressione che riceve. Immediatamente dopo esso riceve una nuova impressione, ma l'oggetto mobile occupa allora una posizione leggermente diversa. Lo spettatore non se ne accorge: le posizioni si fondono, per così dire, l'una nell'altra ed egli crede di osservare un movimento ininterrotto. La velocità di riproduzione è attualmente di 24 immagini al secondo, che è sufficiente per dare l'impressione di un moto continuo. Si constata solo una fluttuazione disturbante della intensità luminosa, dovuta al fatto che l'impressione sull'occhio è già diminuita di intensità all'istante della proiezione dell'immagine seguente. Si è risolta questa difficoltà in un modo molto ingegnoso intercettando la luce non solo durante lo spostamento dell'immagine, ma anche durante i tempi di arresto di ciascun immagine davanti all'obiettivo. Si ottiene così, senza aumentare la lunghezza del film, due interruzioni di luce per immagine, ossia 48 per

secondo, ciò che attenua lo sfarfallamento. Queste considerazioni permettono di comprendere facilmente la soluzione pratica che si è trovata in TV e che dispensa dal ricorrere a un cavo enorme, o ad un grande numero di emettitori, ossia dall'utilizzare un nervo ottico artificiale. Non si collegano simultaneamente tutti gli elementi sensibili della retina della camera alla parte luminosa corrispondente dello schermo del ricevitore, ma un elemento dopo l'altro. Questo non è un problema semplicissimo, perchè una buona immagine richiede almeno 400.000 elementi, e tutti questi devono avere il loro turno in una frazione di secondo. Infatti si devono produrre ogni secondo un numero di immagini almeno pari a quello che è utilizzato in cinematografia.

Considerazioni di ordine pratico conducono a portare questo numero a essere 25, per modo che in 1 sec. questi 400.000 elementi devono venire connessi 25 volte alle particole luminescenti: occorre dunque stabilire ad ogni secondo 10 milioni di connessioni. Questo numero è molto alto e da principio provocò gravi difficoltà, che non poterono essere superate se non passo-passo. Questo problema è stato studiato in diverse maniere in tutte le parti del mondo da numerosi ricercatori; alla fine il fascio elettronico o pennello elettronico si è rivelato come l'organo più adatto ad assumera la funzione di nervo ottico. Tale fascetto si ottiene per mezzo di un catodo incandescente montato in un involucro vuoto di aria, catodo che libera per emissione termica degli elettroni, che vengono poi accelerati e concentrati da uno o più elettrodi. Questo fascio può in seguito essere deviato in due direzioni ortogonali per via elettrica, o per via elettromagnetica.

Due campi di deviazione perpendicolari tra loro permettono di deviare il pennello nelle due direzioni: orizzontalmente e verticalmente. La deviazione orizzontale è più ampia di quella verticale; in entrambe le direzioni la corsa di andata è lenta rispetto alla corsa di ritorno.

Autorizzazione del Tribunale di Milano 16 - 1 - 61 - N. 5502 del Registro
Direttore responsabile ALFONSO GI VENE - Proprietà della Editrice Il Rostro
Distribuzione in abbonamento postale - Gruppo II

CORSO
TEORICO - PRATICO DI
TELEVISIONE

DISPENSA

N. 2

SOMMARIO

LEZIONE III

Illusione della continuità di moto in televisione — Analisi interlacciata — Considerazioni sulla larghezza della banda video — Alcuni richiami di ottica elementare.

LEZIONE IV

Sincronizzazione e soppressione — Il processo televisivo nella sua pratica applicazione — Formazione del pennello elettronico.

TUTTI I DIRITTI RISERVATI ALLA
EDITRICE IL ROSTRO - MILANO

TIPOGRAFIA EDIZIONI TECNICHE - MILANO - VIA BALDO DEGLI UBALDI 6

LEZIONE III

ILLUSIONE DELLA CONTINUITA' DI MOTO IN TELEVISIONE.

Abbiamo già accennato che nel presente sistema di televisione una completa immagine o quadro viene trasmessa ogni 25esimo di secondo. Ciò ha lo scopo di presentare all'occhio l'illusione di vedere un'immagine completa anche se i singoli elementi dell'immagine stessa sono trasmessi uno dopo l'altro.

Ci sono altre ragioni per la scelta di 25 immagini al secondo che discuteremo più avanti. Comunque con 25 immagini complete trasmesse in un secondo, ciascuna leggermente diversa dall'altra come nel caso del cinematografo, l'occhio riceverà l'illusione della continuità di movimento e questo apparirà nell'immagine continuo e progressivo a causa della persistenza della visione.

Se l'immagine che viene proiettata nella camera da presa di televisione è esplorata in modo tale che le righe successivamente tracciate sono adiacenti, allora l'intero schermo del tubo catodico ricevente sarà illuminato una sola volta in un 25esimo di secondo. Questo metodo di esplorazione è conosciuto sotto il nome di *analisi progressiva* e non viene praticamente usato nel presente sistema di televisione circolare.

Finchè ci si limiti a considerare la definizione dell'immagine e l'llusione della continuità di movimenti l'analisi progressiva potrebbe ancor essere soddisfacente. Però a causa del fatto che l'intero schermo del tubo catodico ricevente viene illuminato solo una volta durante ogni immagine, la frequenza di illuminazione sarà di 25 volte per secondo; troppo bassa per dare un'impressione di fissità di luce. Si noterà in tal caso una rapida fluttuazione nell'illuminazione delle zone bianche dello

schermo, conosciuta sotto il nome di sfarfallio. Per ovviare a questo inconveniente si ricorre all'accorgimento già accennato di aumentare la frequenza con cui l'intero schermo del tubo catodico è illuminato. Ciò si otterrà portando la frequenza d'immagine da 25 a 50 volte per secondo.

Un tale aumento della frequenza d'immagine (da 25 a 50 al secondo) in un sistema ad analisi progressiva coinvolgerebbe però un aumento (raddoppio) della larghezza della banda video, rendendo il procedimento praticamente inaccettabile.

ANALISI INTERLACCIATA.

In luogo di raddoppiare l'effettiva frequenza di immagini, viene usato un metodo conosciuto sotto il nome di analisi a righe interlacciate, che ha l'effetto di raddoppiare la frequenza alla quale l'intero schermo del tubo è illuminato senza per altro aumentare la larghezza della banda video del canale di trasmissione.

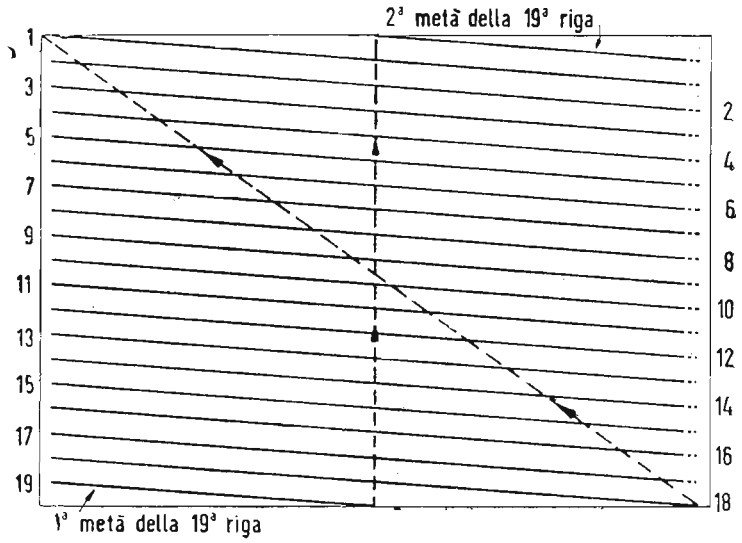


Fig. 13. — Schema dimostrativo ideale di un'analisi interlacciata a 19 righe.

Nelle sue linee generali il sistema di analisi a righe interlacciate è reso evidente nella fig. 13.

Le righe d'analisi anzichè essere tracciate successivamente una adiacente all'altra, sono spaziate fra di loro dello spessore di una riga: si esplora in tal modo con righe spaziate una prima volta tutta l'immagine in un 50esimo di secondo. L'immagine viene poi immediatamente riesplorata una seconda volta (in un altro 50esimo di secondo) in modo tale che le righe d'a-

nalisi di questa seconda esplorazione giacciano nelle spaziature fra le righe della prima analisi. In altre parole, vengono prima analizzate tutte le righe dispari (1ª, 3ª, 5ª, 7ª, 9ª, e così via) sino alla metà della 313ª riga (questo per lo standard italiano 625 righe) all'estremo inferiore dell'immagine e ciò nel tempo di 1/50 di secondo.

Da questo punto la traccia analizzatrice del pennello elettronico viene riportata immediatamente in alto per terminare l'altra metà della 313ª riga e proseguire l'analisi di tutte le righe pari (2ª, 4ª, 6ª, 8ª, 10ª, ecc.,) omesse nella prima passata.

Al termine di questa doppia esplorazione a righe interlacciate ogni punto dell'immagine sarà stato analizzato una volta in 1/25 di secondo, ciò che corrisponde ad una frequenza d'immagine di 25 per secondo. Ogni periodio di esplorazione di 1/50 di secondo è chiamato quadro o trama ed i due quadri interlacciati formano un'immagine.

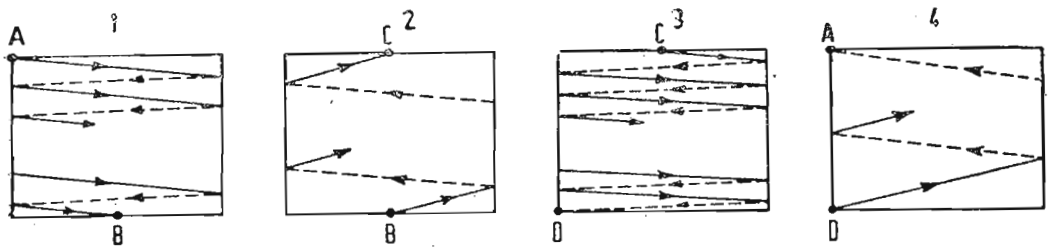


Fig. 14. — Andamento pratico delle righe d'analisi attive ed inattive in un sistema a righe interlacciate. 1) primo quadro a righe dispari; 2) ritorno inattivo fra il primo ed il secondo quadro; 3) secondo quadro a righe pari; 4) ritorno inattivo al termine del secondo quadro. I ritorni verticali in 2) e 4), nonchè tutti i ritorni orizzontali, segnati con linea tratteggiata, vengono estinti e non sono visibili.

In pratica il ritorno verticale dello « spot » dal fondo del quadro alla fine della prima passata a righe dispari (1 - fig. 14) alla cima del quadro per iniziare la seconda passata a righe pari, non avviene istantaneamente ma impiega un certo tempo durante il quale proseguendo il moto d'analisi orizzontale, vengono tracciate alcune righe a zig-zag (ritorni verticali) (2 - fig. 14). L'identica cosa si verifica nel ritorno verticale (4 - fig. 14) successivamente alla seconda passata a righe pari (3 - fig. 14).

La fig. 15 riassume tale andamento pratico delle righe d'analisi attive ed inattive (ritorni) per un'analisi dimostrativa a 19 righe.

Quando la traccia (spot) del pennello elettronico nel suo moto di analisi da sinistra a destra, perviene al bordo destro dello schermo (termine di ogni riga d'analisi), viene riportato

molto rapidamente da destra, a sinistra; durante questo moto di ritorno orizzontale lo spot non traccia alcuna riga in quantochè esso viene estinto da uno speciale segnale di estinzione (blanking).

Inoltre le righe a zig-zag che si manifesterebbero durante il tempo in cui lo « spot » analizzatore viene riportato dal fondo alla sommità dell'immagine durante il ritorno verticale, non appaiono, poichè lo « spot » viene pure estinto durante questo periodo (periodo di ritorno verticale).

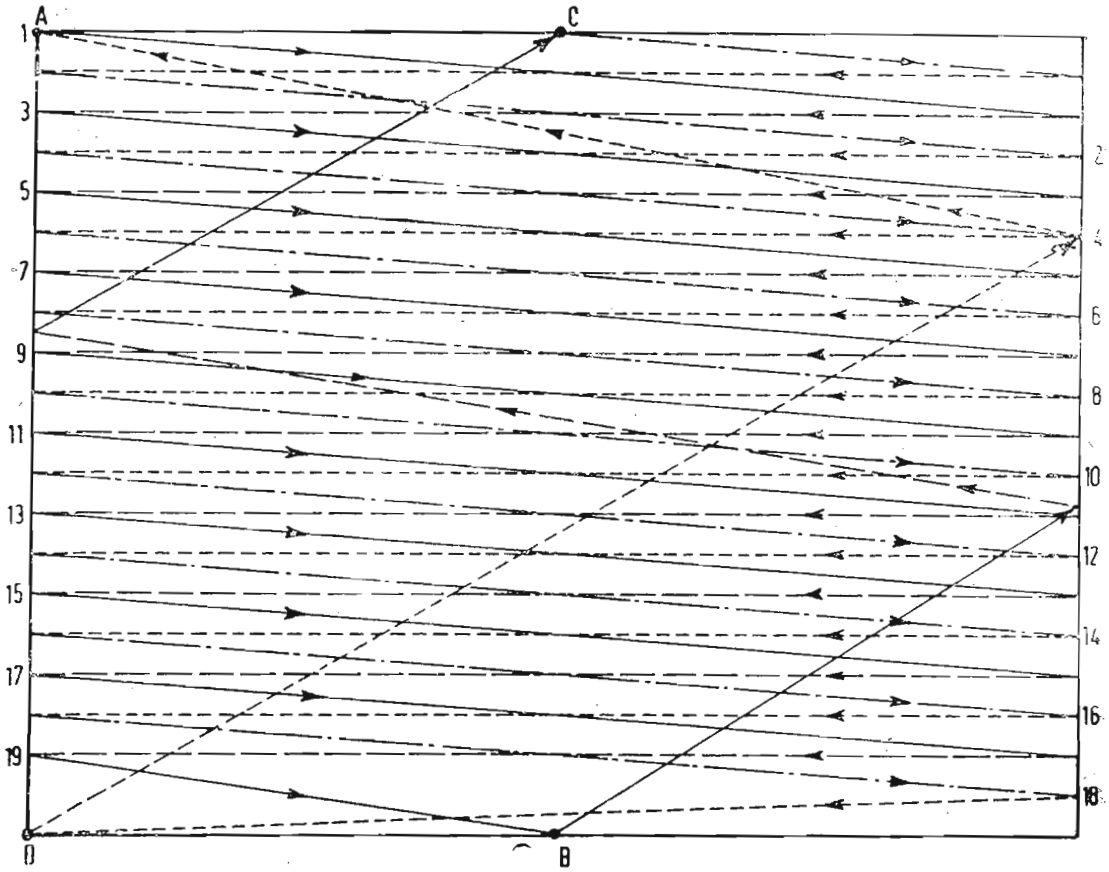


Fig. 15. — Andamento pratico di un'analisi interlacciata a 19 righe. Le linee piene rappresentano le righe attive dispari; le linee a punto e tratto rappresentano le righe attive pari; le linee tratteggiate rappresentano i percorsi di ritorno inattivi.

Riassumendo quindi il pennello elettronico analizzatore viene estinto sia nei ritorni orizzontali fra una riga e l'altra sia nei ritorni verticali fra un quadro e l'altro.

Con l'adozione del sistema di analisi a righe interlacciate quale è stato or ora illustrato, l'intero schermo del tubo catodico viene illuminato due volte per ogni immagine completa. Una volta per ogni quadro, aumentando così la frequenza d'illumi-

nazione a 50 volte per secondo, ciò che è sufficiente per eliminare lo sfarfallio nocivo. Sebbene l'effettiva frequenza di immagini complete sia soltanto di 25 per secondo, l'analisi a righe interlacciate nei riguardi dello sfarfallio, produce lo stesso effetto come se la frequenza d'immagine fosse stata raddoppiata, poichè l'occhio riceve due impressioni luminose durante ogni immagine. Pertanto l'effettiva frequenza di quadro viene raddoppiata senza alcun aumento nella reale frequenza d'immagini e perciò senza alcun aumento nella larghezza della banda del canale di trasmissione.

Va posto in evidenza che lo scopo dell'analisi a righe interlacciate non è quello di accrescere la definizione dell'immagine il che potrebbe essere ottenuto aumentando il numero di righe in un sistema di analisi progressiva. L'unica ragione per cui viene impiegato il sistema interlacciato è di aumentare la frequenza alla quale l'intero schermo catodico è illuminato e rimuovere la conseguenza di un nocivo sfarfallio.

CONSIDERAZIONI SULLA LARGHEZZA DELLA BANDA VIDEO.

Prima di concludere queste osservazioni generali preliminari sul sistema di trasmissione-ricezione televisiva oggi correntemente in uso, sarà opportuno esaminare la questione della larghezza della banda di frequenza richiesta per trasmettere

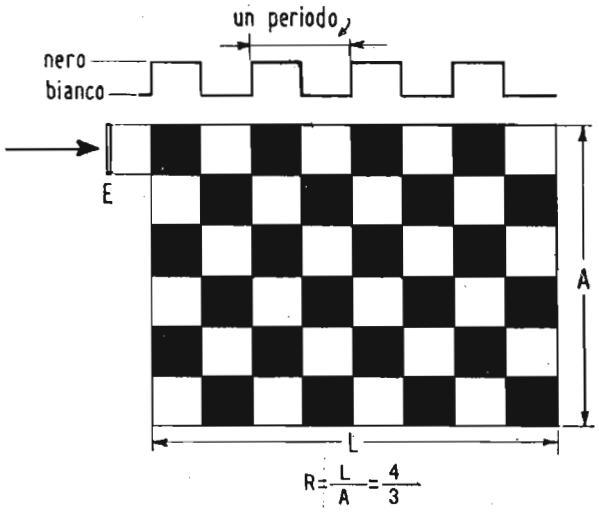


Fig. 16. — Analisi ideale di una scacchiera ad elementi della stessa dimensione dell'area analizzatrice. *E*) fessura analizzatrice; *A*) dimensione verticale del quadro; *L*) dimensione orizzontale del quadro.

un segnale televisivo. Si tenga presente che le seguenti considerazioni non sono che approssimate e basate su premesse non totalmente corrispondenti alla realtà. L'espressione matematica che ne deriva è però ampiamente valida nel suo valore pratico,

pel fatto che pone in opportuno rilievo la relazione che esiste fra la larghezza della banda video, il numero delle righe d'analisi ed il numero delle immagini trasmesse per ogni minuto secondo.

Si consideri di trasmettere l'immagine di una scacchiera composta di quadretti bianchi e neri alternati come risulta dalla figura 16; si supponga altresì che questa scacchiera venga esplorata da sinistra a destra attraverso un'apertura analizzatrice infinitamente stretta ma di altezza pari a quella dei singoli quadretti della scacchiera stessa. Si supponga ancora, per il momento, che l'apertura analizzatrice sia allineata in senso perfettamente verticale con le file di quadrati, si muova con velocità uniforme da sinistra a destra sulla riga prima, ritorni in tempo zero da destra a sinistra e continui poi l'esplorazione sulla riga 2 e così via. In queste condizioni il segnale video generato sarà a forma d'onda rettangolare.

Si assuma ora:

Nv = numero di elementi lungo la linea verticale

No = numero di elementi lungo la linea orizzontale.

Fm = frequenza d'immagine o numero di immagini esplorate al secondo.

Assumendo allora che il numero di periodi di onde quadre complete, generate per immagine sia $\frac{1}{2}\ Nv \times No$ e supponendo altresì che questa onda quadra possa essere rappresentata dalla sola componente fondamentale, la frequenza Fv di detta componente diventa

$$Fv = \frac{1}{2}\ Nv \times No \times Fm$$

e poichè $No = R \times Nv$, ove R rappresenta il rapporto dimensionale secondo i due assi cartesiani, aguale a 4/3 per la nostra schacchiera:

$$Fv = \frac{1}{2}\ Nv^2 \times Fm \times R$$

Sotto la condizione presunta che l'altezza dell'apertura sia la stessa di quella dei quadretti della scacchiera. Nv è uguale a n numero totale delle righe della scacchiera da esplorare e possiamo quindi riscrivere:

$$Fv = \frac{1}{2}\ n^2 \times Fm \times R$$

Ci si deve ora rendere conto che questa èspressione che dà la frequenza massima della banda video è stata ottenuta in condizioni ideali, poichè abbiamo supposto una apertura d'esplorazione infinitamente sottile in allieamento perfettamente verticale con le file di quadretti della scacchiera.

In tali condizioni ideali l'immagine riprodotta risulta identica a quella originale, come appare in *a'* nella fig .17. Ma in generale non si verificherà l'allineamento ideale previsto ed a causa di ciò si avrà perdita di definizione dell'immagine.

Si immagini ad esempio che la apertura sia tanto fuori allineamento da occupare una posizione esattamente intermedia fra due file orizzontali adiacenti dei quadratini della scacchiera, come è mostrato nella fig. 17-b.

E' facile rilevare allora che l'apertura fornirà nel suo moto d'analisi un segnale video corrispondente alla luminosità me-

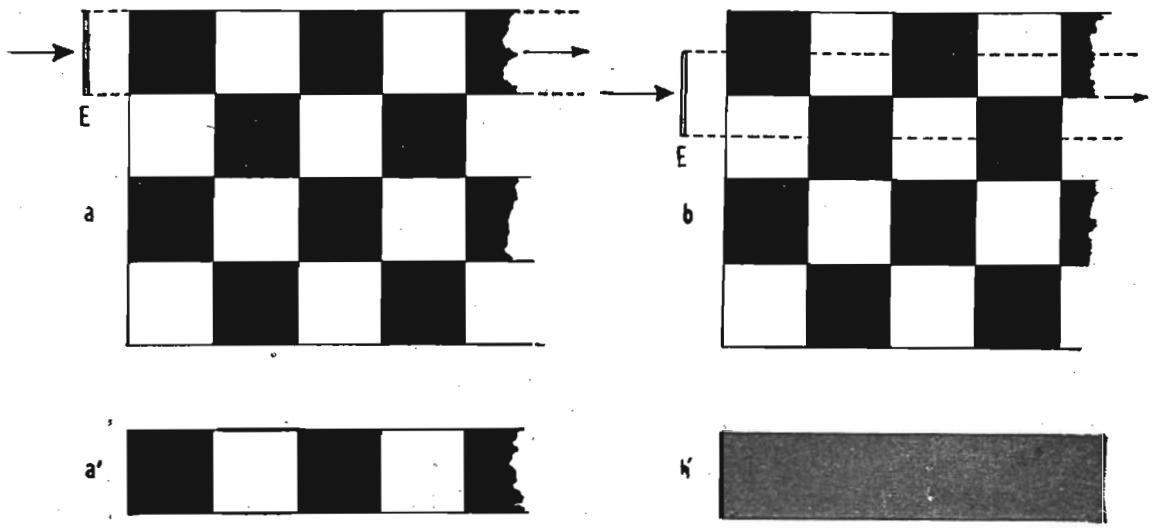


Fig. 17. — L'analisi televisiva ideale. *E*) fessura analizzatrice infinitamente sottile; *a*) analisi ideale in perfetto allineamento; *a'*) riproduzione ideale dell'operazione di analisi *a*); *b*) analisi ideale in condizioni di massimo disallineamento; *b'*) riproduzione dell'analisi in *b*).

dia dell'area esplorata e pertanto interpreterà l'intera scacchiera come grigia al 50%, e nessun dettaglio verrà riprodotto come risulta nella fig. 17-b'.

Fra questi due estremi di definizione *massima* e *nulla* si verifica la definizione che in pratica si ottiene dall'analisi televisiva corrente.

Naturalmente in pratica la scena da trasmettersi non è una scacchiera con quadratini delle dimensioni dell'area analizzatrice, ma è una figura con elementi più o meno dettagliati.

Ricerche sperimentali e statistiche sulla probabilità media di cadere nei due estremi di definizione suaccennati, hanno portato all'introduzione di un coefficiente di riduzione della frequenza video massima teorica. Tale coefficiente chiamato di « Kell », dal nome di uno dei ricercatori in tale campo, ha il

valore di circa 0,75 e viene introdotto nella formula sopracitata come segue:

$$Fv = \frac{1}{2} n^2 \times Fm \times R \times K$$

ove quindi:

Fv = massima frequenza video
n = numero righe d'analisi
Fm = numero immagini al secondo
R = rapporto per le dimensioni orizzontali e verticali del quadro
K = coefficiente di Kell.

Occorre anche considerare che il presupposto da noi assunto di una apertura esplorante infinitamente stretta non può verificarsi in pratica, ciò che conduce a notevoli complicazioni.

Vedremo poi in seguito che nemmeno la scelta nell'immagine di una scacchiera per valutare le frequenze massime video non è la più felice e può dar luogo ad interpretazioni fallaci. Ciò nonostante le considerazioni che ne sono derivate hanno pur sempre il grande merito di aver messo in evidenza immediata la relazione che esiste fra la larghezza di banda video, il numero di righe d'analisi, ed il numero d'immagini trasmesse al secondo: risulta altresì che la frequenza video è direttamente proporzionale al quadrato del numero di righe ed alla frequenza d'immagine.

Da quanto è già stato detto risulta che la quantità dei dettagli in un'immagine dipende dal numero di elementi nei quali è stata suddivisa l'immagine stessa. Ne consegue che per trasmettere un'immagine con buoni dettagli è necessario trasmettere una grande quantità di impulsi allo scopo di riprodurre tutti i necessari elementi dell'immagine sullo schermo del tubo catodico ricevente. Un'immagine di televisione può essere soddisfacentemente riprodotta se circa 200.000 elementi appaiono sullo schermo del tubo catodico per ogni immagine trasmessa.

Poichè 25 immagini complete vengono trasmesse ogni secondo ciò dovrebbe rendere necessario la trasmissione di 5 milioni di elementi d'immagine per secondo.

Da ciò risulta che sono richieste nella trasmissione televisiva frequenze video molto alte.

Frequenze video dell'ordine di 5 milioni di periodi o come si dice di 5 megahertz, permettono di trasmettere un'immagine soddisfacente.

Il valore di 5 MHz è basato sull'assunzione che ogni periodo (notoriamente composto di due alternanze) riproduce due elementi d'immagine. Ciò porta il limite superiore del numero to-

tale di elementi dell'immagine che possono essere trasmesse al secondo a 10 milioni. Con il presente standard di trasmissione di 625 righe d'analisi e 25 immagini al secondo, il numero di elementi per immagine è limitata approssimativamente a 500.000.

Di questi 500.000 elementi per immagine soltanto circa 400.000 sono riprodotti nell'attuale immagine, perchè forzatamente due piccole zone ai bordi destro ed inferiore dell'immagine vengono soppresse durante il processo di analisi (ritorni orizzontali e verticali).

I particolari di questa soppressione durante l'analisi verranno esaminati più avanti.

Da quanto è stato detto risulta evidente che al fine di trasmettere un'immagine di qualità soddisfacente è necessario che l'intero sistema di televisione dalla camera al tubo riproducente l'immagine, sia capace di generare, trasmettere e riprodurre una notevole estensione di frequenze. Tale requisito per canali video, e la corrispondente necessità della larghezza di banda nella radiofrequenza e frequenza intermedia dei ricevitori, è molto severo e devono essere usate particolari cure per ottenere immagini con buona definizione. Questi speciali requisiti saranno l'oggetto delle prossime lezioni.

Contrariamente alle trasmissioni radiofoniche che a causa della limitata ampiezza della banda sonora (15.000 periodi massimo) possono effettuarsi sulle onde medie e corte, le trasmissioni televisive devono essere effettuate sulle onde metriche e decimetriche a causa della larghezza della banda video modulante, la quale deve essere come norma generale nel rapporto di circa 1/10 nei rispetti dell'onda portante modulata.

ALCUNI RICHIAMI DI OTTICA ELEMENTARE.

Nella costituzione di apparati trasmittenti e riceventi di televisione ricorrono frequentemente dispositivi di ottica.

Tali dispositivi possono essere degli obbiettivi di tipo molto simile a quello usato in fotografia, per la ripresa e la proiezione sugli schermi fotosensibili delle camere elettroniche delle scene da trasmettere, ovvero degli obbiettivi del tipo da proiezione per proiettare su schermi di una certa grandezza l'immagine che si forma sullo schermo di speciali tubi catodici riceventi.

Le due più importanti caratteristiche di un obbiettivo sono la lunghezza focale e la luminosità. Un obbiettivo di corta lun-

ghezza focale potrà servire per la ripresa di scene molto ravvicinate o primi piani; un obbiettivo di lunghezza focale molto lunga potrà servire per la ripresa di scene molto lontane.

La luminosità di un obbiettivo è normalmente espressa da una lettera *F*, seguita da un numero intero o frazionario con interposto il segno di divisione come per esempio *F*: 2, *F*: 4,5.

Questo numero intero o frazionario è ottenuto convenzionalmente dividendo la lunghezza focale dell'obbiettivo per il diametro utilizzabile della lente anteriore dell'obbiettivo stesso. Il diametro dell'obbiettivo può essere limitato mediante una maschera circolare con apertura variabile, chiamata diaframma. Mediante opportuni spostamenti dell'intero obbiettivo nei rispetti della piastra foto sensibile e mediante una opportuna regolazione dell'apertura del diaframma si potranno ottenere le migliori condizioni di riproduzione di una scena sulla piastra foto sensibile stessa, a seconda della distanza del soggetto e della sua illuminazione. Gli obbiettivi sono generalmente composti di parecchie lenti e ciò allo scopo di correggere i difetti ottici di ciascuna delle lenti componenti, tali difetti si chiamano aberrazioni. Le aberrazioni quindi si correggono accoppiando le lenti, scegliendo le materie che servono a fabbricarle e dando loro delle forme speciali.

Accoppiando parecchie lenti si incorre però nell'inconveniente della diminuzione della luminosità globale dell'obbiettivo, dovuta alla riflessione della luce sulle varie facce delle lenti componenti: a ciò si può parzialmente ovviare rivestendo le superfici esterne delle singole lenti con un sottilissimo straterello metallico (tungsteno) il cui spessore è prossimo ad un quarto della lunghezza d'onda della luce verde.

La lunghezza focale e la luminosità dell'obbiettivo sono in un certo qual modo in contrasto fra di loro: un obbiettivo di lunghezza focale molto corta può essere luminosissimo.

In generale nelle camere elettroniche per la ripresa televisiva, dette anche telecamere, vengono usati parecchi obbiettivi montati su una torretta rotante, e quindi facilmente intercambiabili uno con l'altro, in modo da porre rapidamente disponibili varie lunghezze focali per soddisfare le esigenze della ripresa.

Recentemente per scopi di ripresa televisiva sono stati creati degli speciali obbiettivi a fuoco variabile con continuità in modo da poter mettere a fuoco con una buona grandezza di immagine delle scene molto lontane in movimento che si vanno avvicinando via via alla camera da presa, pur sempre man-

tenendo un fuoco perfetto dell'immagine riprodotta. Con tali obbiettivi che prendono il nome di obbiettivi « zoomar » si possono ottenere degli effetti fotografici paragonabili ad una « carrellata » pur senza spostare la camera di presa.

Per i ricevitori televisivi a proiezione viene sovente usato un sistema ottico misto a riflessione e rifrazione, detto ottica

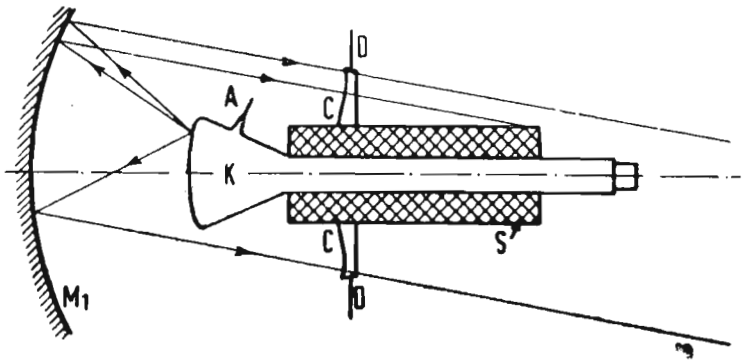


Fig. 18. — Dispositivo di proiezione d'immagini televisive con ottica Schmidt.

Schmidt, che ha un rendimento luminoso di almeno sei volte superiore a quello di un classico obbiettivo da proiezione a rifrazione, cioè del tipo a lenti. Tale sistema già da tempo conosciuto ed impiegato in astronomia, consiste essenzialmente in uno specchio sferico riflettente, seguito da una lente asferica di correzione; opportune ulteriori riflessioni su specchi piani permettono poi di ottenere l'immagine su uno schermo per trasparenza o per riflessione. Lo schizzo della figura 18, dà un'idea di tale dispositivo. Col sistema dell'ottica da proiezione Schmidt, sono stati realizzati dei proiettori televisivi per grandi sale cinematografiche in grado di ricoprire uno schermo di metri 8 per 6. Naturalmente per i proiettori televisivi di questo genere vengono usati tubi catodici speciali con immagini intensive e che funzionano con tensioni anodiche dell'ordine di 60.000 a 80.000 volt. Una interessante realizzazione di ottica Schmidt per apparecchi domestici è dovuta alla Philips con un ingegnoso dispositivo molto compatto il quale oltre ad accrescere il rendimento luminoso del sistema, occupa uno spazio ridottissimo. Lo schizzo di figura 19 illustra il principio della realizzazione Philips nota sotto il nome di « Protelgram ».

Il principio basiliare dell'ottica Schmidt risiede nell'impiego di uno specchio sferico a grande apertura e quindi a grande rendimento luminoso. Tale specchio sferico riflettente coinvolge però gravi aberrazioni in regolazione alla grandezza del-

l'immagine da proiettare, aberrazioni che vengono poi corrette mediante una lente convenientemente sagomata collocata sul tragitto di raggi luminosi verso lo schermo da proiezione. La lente asferica correttiva viene generalmente prodotta con materiali plastici trasparenti o con speciali gelatine. L'immagine

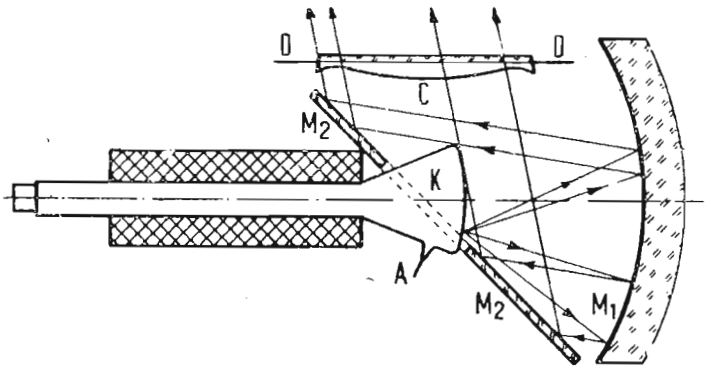


Fig. 19. — Complesso d'ottica di proiezione Schmidt adottato dalla Philips (Protelgram).

luminosa del tubo catodico da proiettarsi viene posta nel centro di curvatura dello specchio sferico riflettente.

Oltre a dispositivi di ottica luminosa, in televisione viene fatto largo uso di dispositivi di ottica elettronica, altrimenti detta elettronottica. Di questa particolare tecnica elettronica verrà trattato più innanzi.

LEZIONE IV

SINCRONIZZAZIONE E SOPPRESSIONE.

Opportunamente mesolati alle video-correnti dell'immagine vengono irradiati dal trasmettitore televisivo degli speciali impulsi allo scopo di sincronizzare il processo di analisi fra le telecamere da presa ed il ricevitore.

Un gruppo di impulsi chiamati impulsi sincronizzanti orizzontali o di riga, viene usato per controllare l'inizio di ogni riga d'analisi alla telecamera da presa. Un altro impulso orizzontale provvede alla fine di ogni riga ad iniziare il ritorno del pennello elettronico nel tubo catodico ricevente secondo un moto rapidissimo dal bordo destro dello schermo verso il bordo sinistro per raggiungere la posizione del tracciamento di una nuova riga d'analisi da sinistra a destra.

Poichè non è desiderabile la visibilità della riga di ritorno orizzontale del pennello elettronico cioè mentre lo spot analizzatore è rapidamente mosso indietro da destra a sinistra, degli speciali impulsi di soppressione (blanking) vengono pure trasmessi in combinazione cogli impulsi orizzontali di sincronizzazione in modo da estinguere il pennello elettronico durante questo periodo. Questi impulsi di soppressione sono applicati alla griglia di controllo del tubo catodico in modo da polarizzarla all'interdizione (estinguendo quindi lo « spot ») durante detto periodo di ritorno.

Un altro gruppo di impulsi sincronizzanti noti come impulsi sincronizzanti verticali viene usato per controllare l'inizio di ogni quadro. Questi impulsi ricorrono alla fine di ogni quadro ed hanno lo scopo di riportare il pennello analizzatore dal fondo del quadro alla sommità di esso, mettendolo in posizione di

iniziare il moto verticale per la formazione del successivo quadro. Al fine di mantenere una appropriata sincronizzazione ed interlacciamento delle righe il moto dello spot analizzatore, nelle due opposte direzioni orizzontali non deve essere interrotto, anche mentre il pennello viene riportato dal fondo alla sommità dello schermo. Per impedire che questo movimento orizzontale a zig-zag dello spot durante il periodo di ritorno verticale sia visibile sullo schermo, il pennello elettronico viene estinto da un altro segnale di soppressione che viene trasmesso in combinazione con gli impulsi sincronizzanti verticali.

Il segnale verticale di soppressione (blanking) è di maggior durata del segnale orizzontale di soppressione poichè la durata del periodo di ritorno verticale è considerevolmente più lunga di quella del periodo di ritorno orizzontale.

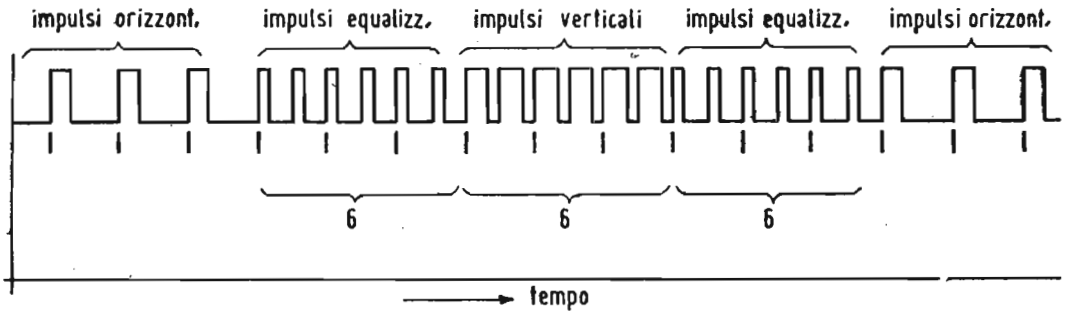


Fig. 20. — Disposizione degli impulsi sincronizzanti orizzontali e verticali come si presentano ad ogni fine quadro. La durata del gruppo dei segnali equalizzatori e di sincronizzazione verticale è di 9 righe; in ogni riga si hanno 2 impulsi. (Lo standard italiano prevede solo 5+5 impulsi egualizzatori e 5 impulsi nel segnale verticale in luogo di 6, con un totale di 7,5 righe).

Per assicurare un perfetto interlacciamento l'inizio di ogni quadro deve avvenire ogni volta nello stesso istante; cioè il tempo intercorrente fra l'inizio di un quadro e l'inizio del quadro successivo deve essere sempre identico. Per assicurare questa condizione, un altro gruppo di impulsi viene trasmesso in unione ai gruppi d'impulsi sincronizzanti verticali. Tali impulsi sono noti sotto il nome di impulsi di equalizzazione. Questi impulsi precedono e seguono immediatamente il gruppo degli impulsi verticali e stabiliscono identiche condizioni di precedenza e di susseguenza agli impulsi sincronizzanti verticali per i quadri successivi.

Il ritmo con cui gli impulsi sincronizzanti verticali vengono trasmessi è di 50 per secondo a partire dal momento in cui

un gruppo d'impulsi sincronizzanti verticali si presenta alla fine di ogni quadro.

Il ritmo di trasmissione degli impulsi orizzontali sincronizzanti è uguale alla frequenza di riga, dato che un impulso sincronizzante orizzontale si presenta alla fine di ogni riga.

La frequenza di riga è uguale al numero totale delle righe

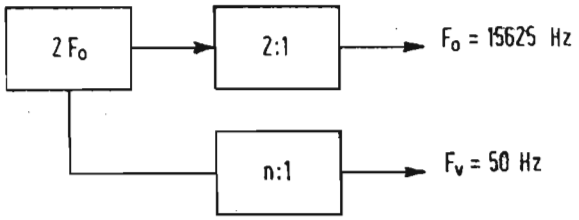


Fig. 21. — Schema di principio di un generatore di segnali sincronizzanti.

d'analisi per immagine moltiplicato per il numero di immagini trasmesse per secondo; ciò: 625 × 25 = 15.625 periodi per secondo.

L'esatta interdipendenza degli impulsi sincronizzanti orizzontali con gli impulsi sincronizzanti verticali assolutamente necessaria per l'ottenimento di un perfetto interlacciamento vie-

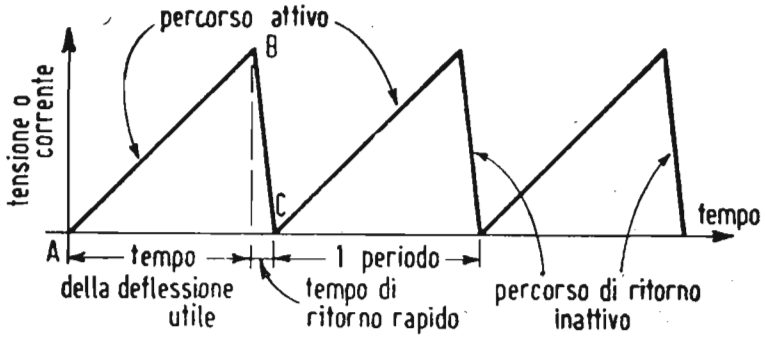


Fig. 22. — Andamento tipico a « denti di sega » delle tensioni o correnti deflettenti.

ne assicurata con un ingegnoso accorgimento usato negli apparecchi generatori dei segnali di sincronizzazione alla trasmissione. Tale accorgimento consiste nel partire da un segnale sincronizzante di frequenza doppia del segnale sincronizzante di riga cioè a frequenza pari a 31.250 periodi, dal quale vengono derivati per divisione, il segnale sincronizzante necessario a 15.625 periodi per la sincronizzazione di riga, ed il segnale a 50 periodi per la necessaria sincronizzazione verticale. Sono questi segnali sincronizzanti strettamente interdipendenti che, trasmessi dall'emittente televisiva, assicurano il perfetto interlacciamento delle trame dei quadri all'apparecchio ricevente.

Ritorneremo più innanzi con maggiori dettagli sui segnali di sincronizzazione e di estinzione.

I dettagli di tempo e di forma, nonchè le relazioni esatte fra tutti questi segnali sincronizzanti e di estinzione saranno considerati quando sarà trattato dello standard televisivo.

Tutti i movimenti ora accennati sullo spot analizzatore vengono effettuati mediante opportune deflessioni del pennello elettronico impresse da un campo elettrostatico od elettromagnetico predisposto. Tali campi elettromagnetici od elettrostatici deflettenti sono generati da corrispondenti correnti ovvero tensioni aventi un particolare andamento detto a dente di sega.

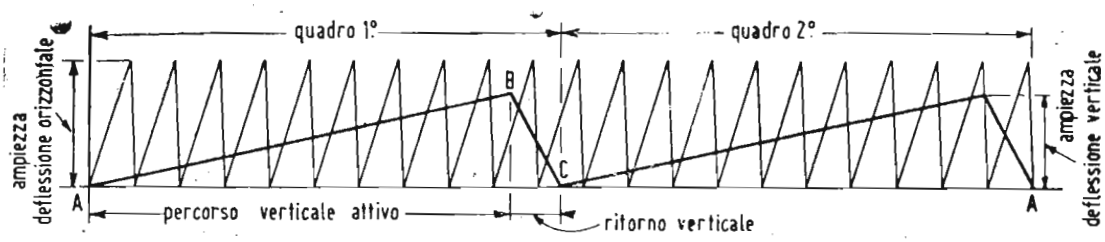


Fig. 23. — Combinazione delle tensioni o correnti deflettenti a denti di sega in un'analisi a righe interlacciate.

L'andamento di queste correnti o tensioni a dente di sega è chiaramente mostrato dalla fig. 22, lo spostamento utile del pennello elettronico analizzatore corrisponde al percorso rigorosamente lineare della tensione o corrente a dente di sega segnata con *A-B* nella figura; il percorso di ritorno del pennello analizzatore estinto, corrisponde al tratto *B-C* dell'andamento della tensione o corrente a denti di sega. Salvo una differente scala nel tempo, le tensioni o correnti deflettenti a dente di sega sono assolutamente uguali nella loro forma, sia per deflessioni orizzontali che per quelle verticali.

Come è facile constatare, il tempo occupato dalla deflessione di ritorno è all'incirca il 10% del tempo occupato dalla deflessione attiva. Ritorneremo su questo argomento più avanti trattando dei segnali sincronizzanti applicati all'apparecchio ricevente.

IL PROCESSO TELEVISIVO NELLA SUA PRATICA APPLICAZIONE.

Tutte le precedenti considerazioni sulla analisi televisiva erano basate su presupposti ideali che in pratica non si verificano. Si è supposto infatti il punto analizzatore o « spot » di dimensioni infinitamente piccole. Ne deriva quindi che tutte le

frequenze del segnale video, oltre alle ampiezze e fasi di ogni singola componente erano *esclusivamente determinate* dal processo di analisi e dalla caratteristica dell'immagine stessa. In pratica però tali condizioni ideali non si verificano. Anzitutto le caratteristiche di trasmissione del canale di collegamento fra l'apparato trasmittente e quello ricevente intervengono a modificare ed alterare l'ampiezza e le fasi relative delle varie componenti delle video frequenze. Inoltre sia nel sistema tra-

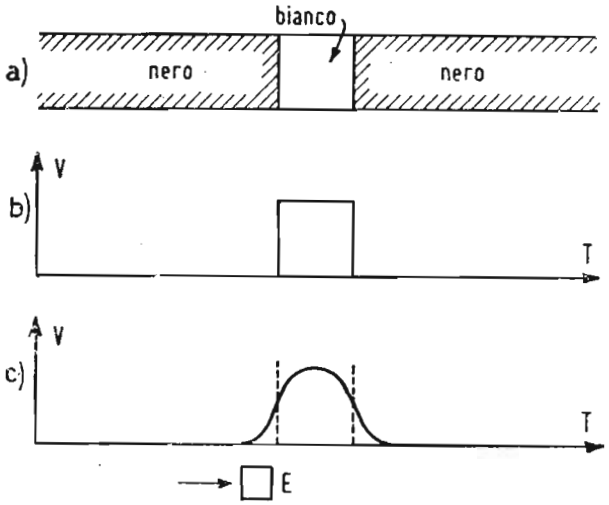


Fig. 24. — Fenomeno della distorsione di apertura dell'analisi televisiva. *a*) immagine da trasmettere; *b*) forma d'onda video ideale; *c*) forma d'onda video pratica.

smittente che in quello ricevente il punto analizzatore (spot), possiede una dimensione finita e ciò contribuisce ad introdurre ulteriori modifiche ed alterazione alle componenti delle video frequenze . Quest'ultimo effetto viene chiamato distorsione d'apertura del quale viene data una rappresentazione fisica nella fig. 24. Da essa risulta evidente che per trasmettere l'immagine di una fascia nera interrotta da un piccolo tratto bianco, come risulta in a) nella figura 24, analizzandola con uno «spot» infinitamente piccolo assolutamente ideale, la traduzione elettrica di tale immagine e quindi il segnale video ha la forma illustrata in b) nella stessa figura 24. Usando invece, come avviene in pratica, uno « spot » analizzatore di dimensione finita (come è indicato col quadratino nella figura 24-c; infatti in questo ultimo caso l'esplorazione effettuata da uno «spot» analizzatore di apertura finita non può riprodurre i bruschi passaggi da bianco a nero e viceversa, perchè per ogni posizione dello « spot » analizzatore il segnale video è proporzionale al valore medio della luminosità dell'immagine che esso vede. L'effetto finale del fenomeno della distorsione di apertura può assimilarsi a quello di un filtro ideale passa-basso inserito nel circuito delle video frequenze: un segnale di forma rettangolare viene trasmes-

so con gli angoli arrotondati ed i tratti verticali inclinati in senso opposto.

Esaminiamo con un po' di dettaglio quest'ultima circostanza. Sia per esempio da trasmettere un passaggio brusco dal nero al bianco lungo una riga d'analisi orizzontale (fig. 25). Con uno « spot » di area circolare il segnale video non è a fronte ripido ed il tempo di transito t_1 è uguale al tempo impiegato dallo spot per spostarsi di una lunghezza uguale al tempo impiegato dallo spot per spostarsi di una lunghezza uguale ad suo diametro (fig. 25-b).

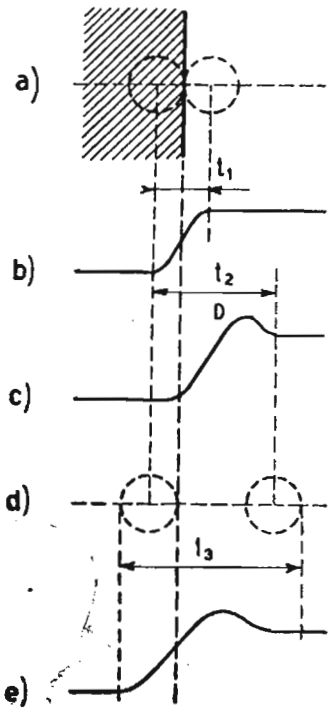


Fig. 25. — Distorsioni della forma d'onda video (tempo di transito) dall'analisi alla ricomposizione.

Il canale di trasmissione introduce poi ulteriormente un aumento di questo tempo di transito sino al valore di t_2 (fig. 25); si può anche verificare un così detto « guizzo di superamento » (overshoot) come sovente accade (*D* nella figura 25-c).

Infine sullo schermo del tubo catodico ricevente (fig. 25-d) il tempo di transito t_3 viene ancora aumentato dal tempo impiegato dallo « spot » per spostarsi di una lunghezza uguale al suo diametro. Si vede quindi che il passaggio brusco dal nero al bianco sull'immagine, si traduce sull'immagine riprodotta in una zona di luminosità variabile rappresentata dalla curva della fig. 25-e, la cui larghezza e forma dipendono dai fattori seguenti:

a) diametro e distribuzione della densità dello «spot» analizzatore in trasmissione e ricezione;

b) caratteristiche elettriche del canale di trasmissione;

Rimandando a più tardi lo studio delle caratteristiche b) succitate, è utile esaminare subito l'effetto del diametro e della distribuzione della densità dello « spot » analizzatore.

Il pennello elettronico analizzatore, che come abbiamo visto costituisce l'elemento esploratore essenziale nel tubo da

presa trasmittente e nel tubo catodico ricevente, dà luogo sullo schermo ad uno « spot » di forma circolare.

La densità dello « spot » ovvero il numero di elettroni costituente il pennello analizzatore che colpiscono lo schermo fluorescente, decresce dal centro fino al bordo secondo una legge che può essere rappresentata da una curva simile a quella della fig. 26. Al centro dello « spot » vi è una concentrazione di elettroni che sono invece più diradati verso il bordo. Quando questo « spot » esplora una riga la sua azione è massima lungo l'asse della riga d'analisi e decresce progressivamente da ciascun lato di tale asse.

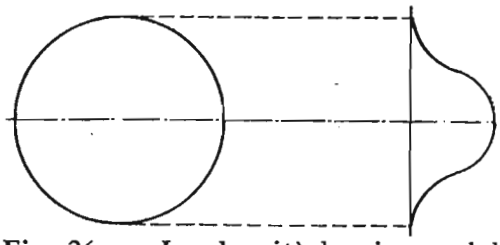


Fig. 26. — La densità luminosa dello « spot » analizzatore

Si immagini per esempio il caso semplice della riproduzione sullo schermo di un tubo ricevente, di una larga superficie di tinta uniforme. Se il diametro dello « spot » è uguale al-

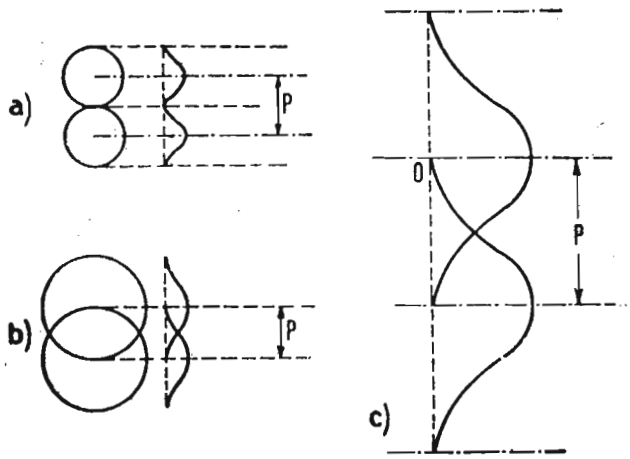


Fig. 27. — La densità dello « spot » in relazione all'analisi televisiva.

l'interasse delle righe (fig. 27-a) è facile constatare che l'immagine riprodotta è striata da righe orizzontali alternativamente chiare e scure. Per ottenere una tinta uniforme occorre che le righe adiacenti si ricoprano parzialmente, come risulta in fig. 27-b, e che la ripartizione della densità dello spot trasversalmente alla riga sia tale che in qualsiasi punto gli effetti dell'esplorazione sovrapponendosi fra loro, diano una somma costante. Ciò potrebbe essere ottenuto, per esempio, con una ripartizione ad andamento triangolare. In pratica lo « spot » for-

nisce una curva di ripartizione arrotondata (fig. 27-c) che potrà comunque soddisfare alla condizione di uniformità.

Quanto abbiamo esposto sopra corrisponde alle condizioni di un'analisi televisiva teorica. In pratica, dato che la costituzione dello spot è mal conosciuta e varia da un tubo all'altro ed ancora per uno stesso tubo varia con l'intensità del pennello elettronico comandato dall'elettrodo di modulazione, non è così semplice derivare dei risultati da calcoli teorici effettuati in tale campo.

Comunque tutte le considerazioni che precedono, sono basate sulla esistenza di un pennello elettronico che colpendo uno schermo piano vi genera uno « spot » analizzatore.

Sarà quindi opportuno esaminare come viene generato il pennello elettronico analizzatore.

FORMAZIONE DEL PENNELLO ELETTRONICO.

Riservandoci di esaminare dettagliatamente più innanzi i tubi elettronici analizzatori trasmettenti e riceventi, esamineremo ora la struttura fondamentale del tubo a raggi catodici o tubo catodico, il cui elemento essenziale è il pennello elettronico.

Un tubo catodico consiste in un bulbo di vetro parzialmente metallico, entro il quale è praticato il vuoto molto spinto. Una parte di tale bulbo ha generalmente la forma di un tubo cilindrico del diametro di qualche centimetro, all'estremità del quale è sistemato assialmente un complesso di elettrodi metallici chiamato proiettore elettronico o « gun ».

Tale proiettore elettronico o « gun » è costituito da un corpo emettitore di elettroni o catodo, seguito da un complesso di altri elettrodi, fra i quali un cilindro di controllo o griglia ed uno o due anodi che intervengono nella formazione del pennello elettronico.

L'elettrone o corpuscolo elementare di elettricità negativa possiede una realtà fisica ben accertata da quando scienziati come Millikan, lo Schotty ed altri hanno potuto con metodi diversi determinarne la carica.

Conosciuta la carica, che chiameremo E dell'elettrone, la sua massa che chiameremo M, ha potuto essere anch'essa determinata mediante la misura del rapporto E/M.

La teoria della relatività indica però che la massa non è costante, ma aumenta con la velocità.

Si immagini ora un elettrone, emesso per esempio da un catodo incandescente, posto in un campo elettrico ottenuto portando l'anodo ad un determinato potenziale positivo rispetto al catodo (vedi fig. 28).

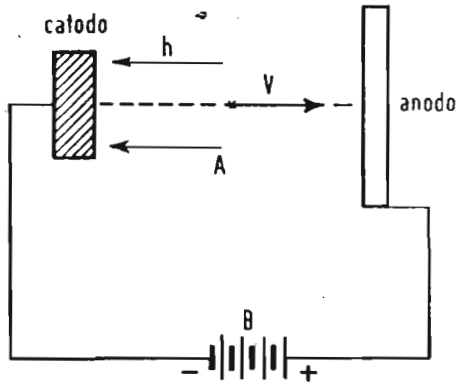


Fig. 28. — Elettroni emessi dal catodo si dirigono verso l'anodo dando luogo ad una corrente nel circuito esterno alimentato dalla batteria *B*, diretta in senso opposto al moto degli elettroni stessi.

Tale elettrone è sottoposto ad una forza che lo spinge verso l'anodo e gli imprime una determinata velocità.

Se per esempio l'elettrone parte da un catodo a potenziale zero verso un anodo a potenziale positivo di, supponiamo 30.000, volt non è difficile calcolare la sua velocità che risulta essere, in questo caso particolare di ben 103.000 chilometri al secondo. La figura 29 dà una sezione schematica di un proiettore elettronico o « gun ».

Esso consiste nel catodo emettitore di elettroni riscaldato indirettamente. Tale catodo è costituito da un piccolo cilindretto di nichel del diametro di circa 3 millimetri e della lunghezza di circa 8 millimetri. Questo cilindretto di nichel è chiuso ad una estremità e sulla faccia esterna circolare di chiusura è depositato uno strato di ossidi emettitori di elettroni col riscaldamento. L'elemento riscaldante è come nelle comuni valvole termoioniche, costituito da un filo di tungsteno ricoperto di vernice isolante introdotto nella parte interna del cilindretto di nichel anzidetto ed avvolto in doppio in modo da annullare qualsiasi campo magnetico che possa influire sul fascio elettronico emesso dal catodo. La fig. 30 mostra la costituzione di tale catodo riscaldato indirettamente.

Il catodo è completamente racchiuso nell'elettrodo di controllo o griglia, il quale ha esso pure la forma di un cilindretto di nichel di diametro maggiore e chiuso pure ad una estremità. In tale parete di chiusura è praticato al centro un forellino circolare del diametro di qualche decimo di millimetro (fig. 31). La particolare posizione dell'elettrodo di controllo o griglia, gli consente di controllare la quantità degli elettroni ammessi ad attraversare il forellino al centro della sua parete di chiusura e quindi l'intensità del pennello elettronico che da tale forellino scaturisce.

All'elettrodo di controllo o griglia fa seguito, disposto assialmente, il primo anodo (fig. 29), costituito da un cilindretto metallico provvisto di uno o due diaframmi forati al centro.

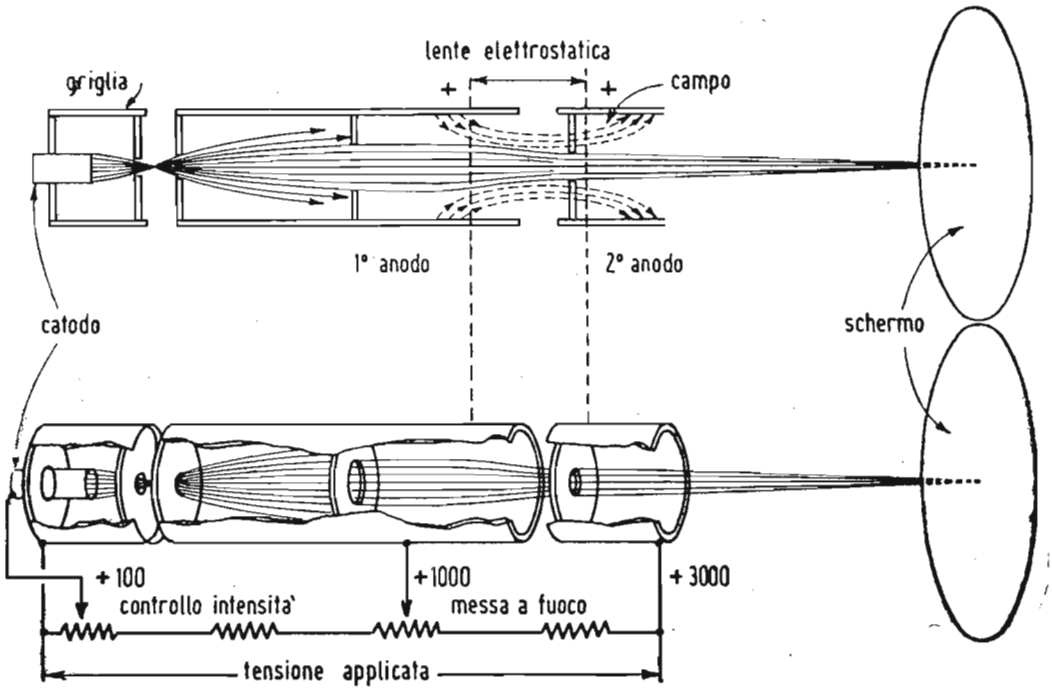


Fig. 29. — Costituzione schematica di un proiettore elettronico (gun) per la formazione del pennello elettronico analizzatore.

Segue talvolta un secondo anodo anch'esso costituito da un cilindro di maggiore diametro disposto assialmente ai primi elettrodi.

Il funzionamento del proiettore elettronico o « gun » avviene nel modo seguente. Gli elettroni emessi dal catodo riscal-

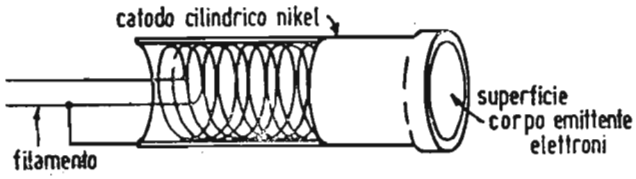


Fig. 30. — Costituzione del catodo di un proiettore elettronico (gun).

dato vengono inizialmente accelerati dalla tensione positiva applicata al primo anodo mentre la corrispondente tensione negativa è applicata al catodo. In condizioni normali, le linee di forza elettrostatiche fra anodo e catodo passano attraverso il forellino dell'elettrodo di controllo. Se però l'elettrodo di controllo o griglia viene portato ad un potenziale più negativo

del catodo e se tale valore di potenziale negativo è sufficientemente elevato, nessun elettrone potrà passare attraverso l'apertura centrale dell'elettrodo di controllo stesso. Variando quindi la tensione negativa dell'elettrodo di controllo o griglia, rispetto al catodo, la corrente di elettroni che attraversa l'apertura centrale dell'elettrodo di controllo, e che dà luogo al pennello elettronico, può essere controllata esattamente nello stesso modo in cui la griglia controlla il flusso elettronico in comune triodo.

Gli elettroni uscenti dalla apertura dell'elettrodo di controllo o griglia, che tenderebbero a divergere per mutua repul-

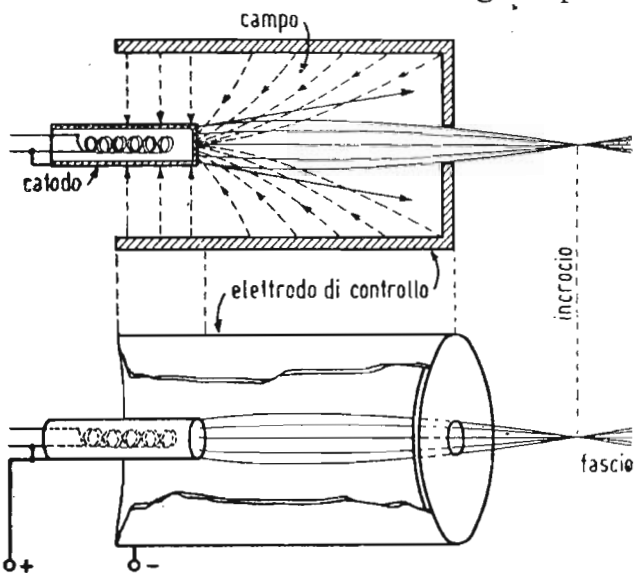


Fig. 31. — Il catodo e l'elettrodo di controllo (griglia) in un proiettore elettronico (gun).

sione, vengono forzati a raccogliersi assialmente all'interno del primo anodo a causa dell'azione delle linee di forza del campo elettrostatico esistente. Gli elettroni sono quindi forzati a raccogliersi in un sottile pennello ed a muoversi lungo l'asse del complesso di elettrodi costituenti il proiettore elettronico o « gun ».

Tale azione è analoga a quella esercitata su un raggio di luce da lenti ottiche, e per tale motivo questo fenomeno ha preso il nome di ottica elettronica o elettronottica.

Le lenti elettrostatiche hanno però la peculiarità che il loro indice di rifrazione per gli elettroni, non è confinato sulla superficie di separazione dei mezzi ottici come si verifica nell'ottica normale, ma varia attraverso tutta la lunghezza del campo elettrostatico. E pressochè impossibile realizzare una semplice lente elettronica. Il campo elettrostatico produce sem-

pre una combinazione di lenti positive e negative. Comunque mediante una opportuna forma e disposizione degli elettrodi e dei potenziali, è sempre possibile realizzare un obiettivo elettrostatico composto, equivalente ad una lente ottica negativa o

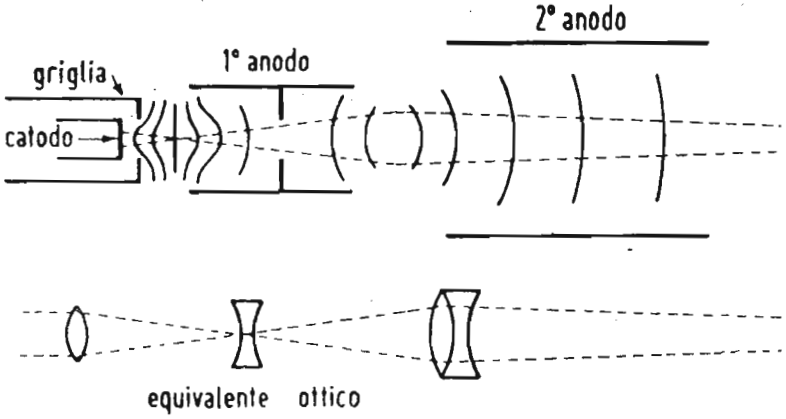


Fig. 32. — L'ottica elettronica di un proiettore elettronico (gun) e la corrispondente similitudine di ottica luminosa.

positiva, cioè divergente o convergente. La fig. 32 mostra l'ottica elettronica di un proiettore elettronico o « gun » e la corrispondente analoga vicenda di un raggio luminoso in un normale sistema ottico. L'ottica elettronica anzidetta si avvale oltre che di campi elettrostatici anche di campi elettromagnetici mediante i quali è possibile dirigere e concentrare il pennello

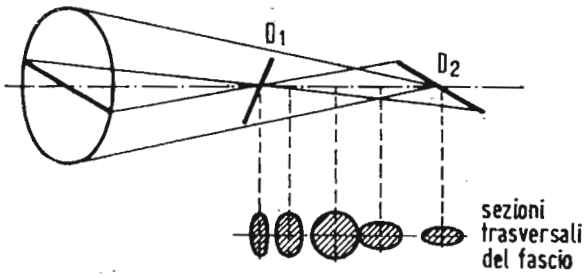


Fig. 33. — Astigmatismo nell'ottica elettronica di un « gun ».

elettronico su uno schermo contrapposto in modo di formare su quest'ultimo una piccola traccia circolare chiamata « spot ».

In pratica un sistema ottico elettronico presenta come un sistema ottico normale, difetti fisici ben determinati che richiedono calcolo ed accurate prove sperimentali per eliminarli. I principali difetti fisici presentati da un obiettivo elettronico sono: astigmatismo, aberrazione di sfericità e curvatura di campo. Nel caso particolare che l'ottica elettronica sia quella di un pennello catodico da far convergere in uno « spot » di pic-

cole dimensioni su uno schermo di utilizzazione, i primi due difetti sono i più frequenti, mentre la curvatura di campo si presenta nella proiezione di vere e proprie immagini elettroniche (ad esempio nel microscopio elettronico).

Esaminiamo rapidamente la natura dei due difetti succitati. Una lente elettronica presenta dell'astigmatismo quando il fascetto di elettroni anzichè avere una conformazione conica, genera due segmenti ortogonali (D_1 e D_2 fig. 33) in modo che non vi è più un fuoco unico, bensì due distinti segmenti focali.

Tale difetto è tollerabile in pratica solo se il pennello catodico presenta sul suo percorso una sezione di dimensioni inferiori allo « spot » che si desidera ottenere sullo schermo di utilizzazione.

L'aberrazione di sfericità consiste nel fatto che tutti gli elettroni del fascio catodico non convergono in un unico punto focale, bensì convergono in differenti punti dell'asse della lente a seconda che attraversano la lente stessa in zone più o meno distanti dall'asse (fig. 34). Questo difetto si manifesta con un

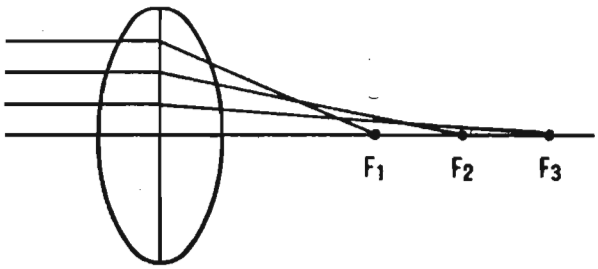


Fig. 34. — Aberrazione di sfericità nell'ottica elettronica di un « gun ».

alone circostante lo « spot » sullo schermo fluorescente del tubo catodico ricevente. E' possibile ridurre tale difetto arrestando mediante un diaframma forato posto prima della lente, gli elettroni alla periferia del fascio, troppo lontani dall'asse della lente.

Vedremo in seguito esaminando in dettaglio la costituzione ed il funzionamento del tubo catodico ricevente, come un'ottica elettromagnetica venga generalmente preferita per la concentrazione e focalizzazione sullo schermo fluorescente del pennello elettronico. Allo scopo però di utilizzare tale « spot » sia come elemento analizzatore in un tubo da presa che come elemento ricompositore d'immagine in un tubo catodico ricevente, occorre imprimere al fascetto catodico due moti ortogonali fra di loro in modo da far esplorare allo « spot » stesso, sullo schermo ove viene localizzato, una area rettangolare a righe succes-

sive adiacenti nel modo esaminato in precedenza. Tali moti analizzatori si ottengono deviando (secondo criteri e circuiti che esamineremo più tardi) il fascetto con un campo elettrostatico ovvero con un campo elettromagneticoo.

Nella deviazione elettrostatica, vengono utilizzate due pia-

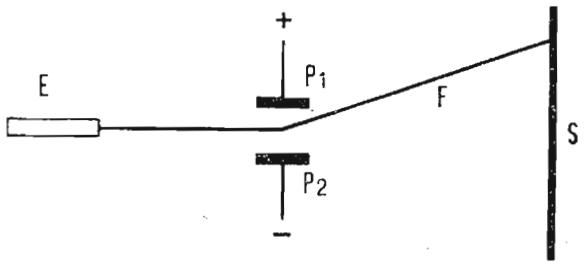


Fig. 35. — Principio della deviazione elettrostatica del pennello elettronico. E = « gun »; P_1, P_2 = piastrine deviatrici; F = pennello elettronico; S = schermo fluorescente.

strine disposte ad una certa distanza parallele fra di loro fra le quali passa il pennello catodico.

Se non vi è nessuna differenza di potenziale fra le due piastrine, il pennello passerà inalterato, rettilineo.

Se però fra le due piastrine si stabilisce una differenza di potenziale, il fascetto elettronico verrà deviato verso la piastrina più positiva (fig. 35).

Dall'esame fisico analitico di tale deviazione si constata che nella regione di campo elettrostatico uniforme fra due pia-

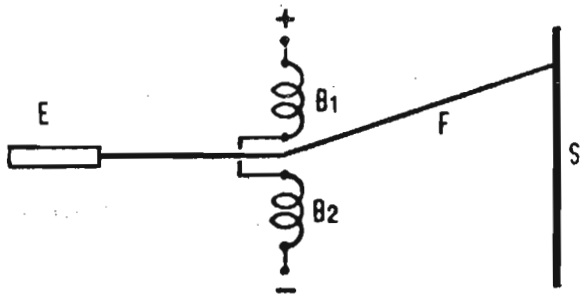


Fig. 36. — Principio della deviazione elettro-magnetica del pennello elettronico. E = « gun »; B_1, B_2 = bobine deviatrici; F = pennello elettronico; S = schermo fluorescente.

strine, il fascetto descrive una parabola per proseguire poi con un percorso rettilineo. Si dimostra altresì che la deviazione dello spot sullo schermo è:

a) proporzionale alla lunghezza delle piastrine nella direzione del fascio, alla distanza della coppia di piastrine dallo

schermo ed alla differenza di potenziale fra le piastrine stesse;

b) inversamente proporzionale alla distanza esistente fra le piastrine ed alla tensione anodica acceleratrice.

Se immediatamente dopo la coppia di piastrine deviatrici, in asse col pennello catodico non deviato si dispone una seconda coppia analoga di piastrine deviatrici, ruotata però di 90° rispetto alla prima, si potranno imprimere al fascetto catodico due deviazioni ortogonali fra di loro, necessarie come si è detto per l'analisi televisiva.

Nella deviazione elettromagnetica viene usato un campo magnetico per deviare il fascetto catodico (fig. 36).

Tale campo viene prodotto da una coppia di bobine contrapposte fra le quali passa il pennello catodico. Anche qui dall'esame fisico analitico del problema risulta che il fascetto viene deviato nella regione del campo magnetico ortogonalmente all'asse delle bobine secondo un arco di cerchio e prosegue poi rettilineo fino allo schermo contrapposto.

La deviazione è:

a) proporzionale al campo magnetico, alla distanza dell'asse bobine dello schermo ed alla larghezza del campo magnetico stesso (cioè praticamente alla lunghezza delle bobine nel senso del pennello catodico);

b) inversamente proporzionale alla radice quadrata della tensione anodica acceleratrice.

Anche nel caso della deviazione elettromagnetica, per ottenere due direzioni ortogonali di deflessione si porranno due bobine ortogonali fra di loro.

Il processo di deflessione elettrostatica o elettromagnetica del pennello elettronico ora considerata, porta alla realizzazione di una geometria dell'area esplorata sullo schermo fluorescente. Lo studio e la correzione di tale geometria dell'immagine televisiva è come si può ben comprendere di fondamentale importanza per la qualità e la fedeltà dell'immagine riprodotta; di essa verrà trattato in dettaglio nelle lezioni destinate ai ricevitori televisivi.

ANCORA
SULLA DEVIAZIONE ELETTROMAGNETICA

Su questo argomento ritorneremo nella dispensa ad esso appositamente dedicata. Data però la sua grande importanza insistiamo già in questa sede affinchè il lettore acquisti fin d'ora quelle nozioni che sono fondamentali per il funzionamento dell'apparato televisivo.

Quando un elettrone si sposta in un campo magnetico omogeneo e quando la sua velocità v è perpendicolare al campo, il valore di questa velocità è:

$$v = 5{,}95 \cdot 10^5 \sqrt{V_a} \text{ m/sec.}$$

dove V_a è la tensione dell'anodo che crea il campo acceleratore. All'interno del campo magnetico la traiettoria è un arco di cerchio; all'esterno è una retta tangente al cerchio nel punto in cui l'elettrone esce dal campo. Il pennello viene deviato in una direzione perpendicolare a quella del campo, sebbene le bobine di deviazione siano calettate a 90° rispetto al sistema di placche, che produrrebbero la stessa deviazione per via elettrostatica. Queste bobine in generale appiattite possono però essere curvate in modo da adattarsi alla forma del collo del tubo, e ciascuna di esse si compone di due avvolgimenti diametralmente opposti. Le due coppie di avvolgimenti possono essere montate alla stessa distanza dallo schermo, perciò la due bobine occupano molto meno spazio delle placchette di deviazione elettrostatica.

La deviazione magnetica è sovente combinata con la concentrazione magnetica e l'interno del tubo diviene così molto semplice. Gli elettroni vengono deviati solo quando hanno raggiunto la loro velocità finale e l'angolo di deviazione α è dato dalla relazione:

$$\text{sen}\,\alpha \cong \frac{e}{m} B \frac{l}{v} = \frac{1{,}77 \cdot 10^{11}\, Bl}{5{,}95 \cdot 10^{7} \sqrt{V_a}} \cong 2{,}98.10^{5} \frac{Bl}{\sqrt{V_a}}$$

dove: B = induzione creata nell'interno del tubo

l = lunghezza utile delle bobine deviatrici

V_a = tensione dell'ultimo anodo acceleratore.

Sia L la distanza del centro del sistema delle bobine di deviazione dallo schermo. La deviazione y misurata sullo schermo è data dalla relazione:

$$y \cong L \text{ sen } \alpha \cong 2{,}98 \cdot 10^{5}\, L \frac{Bl}{\sqrt{V_a}} \text{ metri.}$$

Dunque la deviazione è proporzionale in prima approssimazione quando il raggio r della traiettoria circolare sia molto maggiore l) direttamente a B, L ed l, ed inversamente alla radice quadrata dell'alta tensione; mentre nella deviazione elettrostatica y è inversamente proporzionale a tutta l'alta tensione V_a, le cui variazioni influenzano maggiormente le dimensioni del quadro rispetto alla deviazione elettromagnetica.

In entrambi i casi di deviazione magnetica o elettrostatica è impossibile realizzare dei campi omogenei nettamente delimitati e i difetti di inomogeneità sono origine delle diverse aberrazioni sopra ricordate. Affinchè queste aberrazioni siano le più deboli possibili conviene dare alle bobine una forma ben studiata e ripartire le spire convenientemente.

Si definisce sensibilità di deviazione magnetica come il quoziente y/B:

$$y/B \cong 2{,}98 \cdot 10^{5} \frac{L\,l}{\sqrt{V_a}} \text{ m per Weber/m}^2.$$

Es.: siano L = 20 cm; l = 5 cm; V_a = 500 V; la sensibilità (esprimendo L e l in metri) è

$$y/B \cong 2{,}98 \cdot 10^{5} \frac{20 \cdot 5 \cdot 10^{-4}}{\sqrt{5.000}} = 42 \text{ m per Wb/m}^2.$$

Per lo stesso esempio l'induzione B necessaria per la deviazione di 10 cm misurata a partire dal centro dello schermo, vale:

$$B = \frac{y \cdot 10^{-2}}{42} = \frac{10 \cdot 10^{-2}}{42} = 2{,}39 \cdot 10^{-3} \text{ Wb/m}^2.$$

Il progettista deve infine calcolare il numero di amperespire (A_S) necessarie affinchè l'induzione nelle bobine abbia il valore B.

E' facile constatare che A_S è proporzionale non solo all'induzione B del campo di deviazione, ma anche al diametro della bobina in questione. Si può dunque scrivere:

$A_S = k\ d_m\ B$

dove: d_m = diametro medio della bobina in m.

B = induzione in Wb/m^2.

k = fattore di proporzionalità il cui valore è circa $\frac{1{,}8}{\mu_o}$

(con $\mu_o = 4\pi \cdot 10^{-7}$ = permeabilità dell'aria) quando la bobina non contiene ferro.

Es.: Si vuol costruire una bobina di deviazione senza ferro, il cui diametro medio sia 4 cm.

Calcolare il numero delle amperspire A_S, sapendo che l'induzione $B = 2{,}39 \cdot 10^{-3}$ Wb/m^2 provoca la deviazione di 10 cm.

si ha: $k \cong \frac{1{,}8}{\mu_o}$; $d_m = 4.10^{-2}$; $B = 2{,}39 \cdot 10^{-3}$;

allora: $$A_S \cong \frac{1{,}8 \cdot 4 \cdot 10^{-2} \cdot 2{,}39 \cdot 10^{-3}}{4 \cdot 3{,}14 \cdot 10^{-7}} = 136$$

Quando si introduce del ferro nei circuiti magnetici, allo scopo di diminuire il numero di amperspire occorrenti per generare un dato campo, il fattore k diminuisce, e precisamente dipende dalla forma delle bobine, ma il suo valore è difficile da calcolare.

Autorizzazione del Tribunale di Milano 16 - 1 - 61 - N. 5502 del Registro
Direttore responsabile ALFONSO GIOVENE - Proprietà della Editrice Il Rostro
Distribuzione in abbonamento postale - Gruppo II

CORSO
TEORICO - PRATICO DI
TELEVISIONE

DISPENSA

N. 3

SOMMARIO

LEZIONE V

La radiotrasmissione della Televisione — Caratteristiche dello «standard» televisivo italiano — Norme dello « standard » europeo a 625 righe — La trasformazione luce-corrente — Emissione secondaria.

— Domande alle quali l'allievo deve rispondere.

— Domande e risposte su argomenti trattati nel 1° gruppo di 5 lezioni (dispense I, II e III).

TUTTI I DIRITTI RISERVATI ALLA
EDITRICE IL ROSTRO - MILANO

TIPOGRAFIA EDIZIONI TECNICHE - MILANO - VIA BALDO DEGLI UBALDI 6

LEZIONE V

LA RADIO TRASMISSIONE DELLA TELEVISIONE.

In un complesso analizzatore televisivo viene effettuata come già si è visto la trasformazione dell'immagine luminosa in video correnti che opportunamente amplificate vengono inviate al radiotrasmettitore.

In un altro complesso elettronico viene generato un sistema di segnali vari ad impulsi rettangolari, necessari per la sincronizzazione e la estinzione del pennelo catodico nei ritorni a vuoto. Anche di ciò è stata già data una esposizione sommaria.

Dall'accoppiamento di questi due complessi di segnali in un unico segnale composto da inviarsi al radiotrasmettitore, nasce il problema della modulazione di un radiotresmettitore televisivo.

E' noto che un radiotrasmettitore può esere modulato in ampiezza od in frequenza.

Per la radiotrasmissione dei segnali televisivi si è universalmente adottata la modulazione in ampiezza mentre, come si vedrà innanzi più in dettaglio, per la trasmissione del suono che accompagna la visione sincronicamente, si può adottare sia la modulazione in frequenza che la modulazione in ampiezza.

E' altresì noto dai fondamenti di radiotecnica che la modulazione in ampiezza dà luogo alla formazione di due cosidette bande laterali disposte simmetricamente ai lati della frequenza portante.

Tali due bande laterali che prendono il nome di banda laterale superiore e banda laterale inferiore, sono costituite da raggruppamenti di frequenze, date dalla somma e dalla differenza delle frequenze modulanti con la frequenza portante. In altre parole, intorno alla frequenza portante irradiata vengono

pure irradiati due altri gruppi di frequenze; l'escursione massima di ciascuno d'essi, corrisponde al valore massimo della frequenza modulante.

Ne consegue che per irradiare un determinato segnale con modulazione d'ampiezza a bande simmetriche, necessita l'occupazione di un canale etereo di frequenza doppia della frequenza modulante (fig. 37). Poichè, come si è visto, la modulazione video occupa già di per sè una vastissima banda, un radiotrasmettitore modulato in ampiezza con le due bande laterali complete occuperà un spazio evidentemente doppio e perciò rilevantissimo. Il problema dell'ampiezza di banda video già di per sè grave per la trasmissione delle video frequenze modulanti divie-

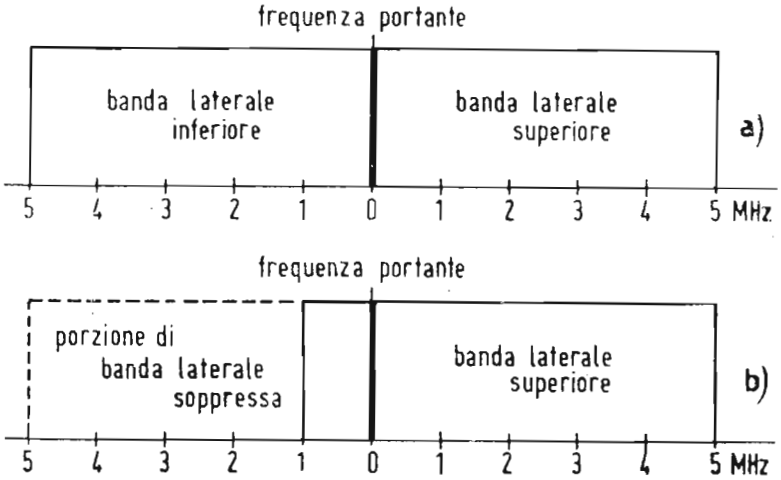


Fig. 37. — *a*) estensione del canale di trasmissione con la modulazione a bande laterali simmetriche; *b*) riduzione della larghezza del canale di trasmissione col sistema del « vestigial side band ».

ne pertanto ancor più preoccupante nel caso della radiotrasmissione.

L'importanza più o meno grande di tale problema è connessa a due fattori principali: l'effettiva ampiezza della banda video e il numero di canali da collocare per un servizio di televisione circolare.

Se la banda video non è molto larga, come ad esempio si verifica in Inghilterra ove con lo standard a 405 righe l'ampiezza di banda non supera i 3 megaHertz, ed il numero delle stazioni trasmittenti non è molto grande (limitato ad esempio ad uno o due trasmettitori), cosa questa che si verificava alcuni anni fa in Inghilterra e si verifica tutt'ora in Francia, si può adottare senz'altro un radiotrasmettitore modulato in ampiezza con le due bande laterali simmetriche irradiate regolarmente (fig. 37).

Nel caso invece in cui l'ampiezza della banda video modu-

lante è piuttosto ampia (4,5 megaHertz in America e 5 MHz in Italia) e si vuole nel contempo prevedere un certo numero di canali di trasmissione facenti parte di un piano nazionale di televisione circolare, non è più possibile permettersi il lusso di irradiare dai radiotrasmettitori televisivi la d o p p i a banda laterale.

E' tecnicamente possibile mediante l'impiego di speciali circuiti elettronici che esamineremo più innanzi trattando dei radiotrasmettitori televisivi, sopprimere parzialmente una delle due bande laterali.

Praticamente viene soppressa per circa ¾ della sua am-

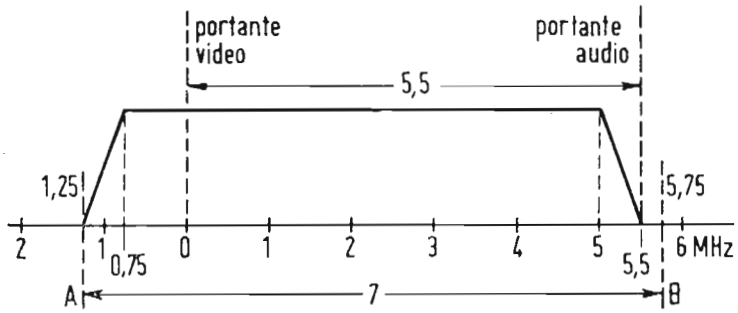


Fig. 38. — Standard europeo 625 righe con la posizione delle due portanti video ed audio.

piezza una delle due bande laterali (generalmente la banda laterale inferiore) (fig. 37).

Lo spettro delle frequenze irradiate da un radiotrasmettitore di televisione con una banda laterale parzialmente soppressa o come si dice in gergo anglossassone con la « vestigial side band », risulta costituito dalla frequenza portante fiancheggiata dalla banda laterale superiore e da una parte della banda laterale inferiore, limitata alla zona delle frequenze più basse e quindi più vicine alla frequenza portante.

Teoricamente la soppressione parziale o totale di una delle due bande laterali che si vengono a generare con la modulazione in ampiezza di un radiotrasmettitore, coinvolge una certa distorsione che si manifesta in ricezione nel segnale rivelato.

Nel nostro caso particolare di una trasmissione televisiva a bande laterali asimmetriche, cioè con una delle due bande laterali parzialmente soppressa, tale distorsione teorica può essere resa trascurabile con l'adozione di particolari artifici elettrici nel circuito dei ricevitori. Di ciò verrà accennato più innanzi trattando in modo dettagliato dei radioricevitori televisivi.

Per la cronaca è bene si sappia che il sistema di trasmissione televisiva a bande laterali asimmetriche (« vestigial side band ») oltre ad essere già adottato da parecchio tempo negli Stati Uniti d'America, è stato introdotto anche in Inghilterra e lo standard europeo a 625 righe contempla l'adozione di tale sistema.

E' noto che assieme all'onda portante video che trasmette la visione viene altresì irradiata contemporaneamente un'onda portante audio che serve a trasmettere il suono sincrono con la visione (fig. 38). Quest'ultima onda portante audio è generata modulata ed irradiata da un trasmettitore audio. Un complesso

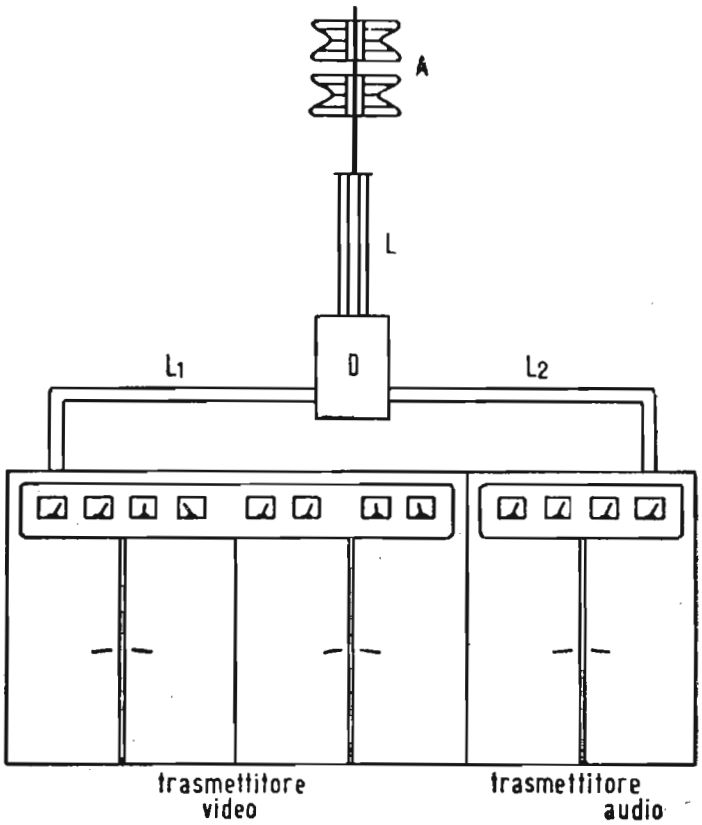


Fig. 39. — Complesso radiotrasmittente di televisione; trasmettitore video (a sinistra) e trasmettitore audio (a destra). L_1 = linea video; L_2 = linea audio; D = diplexer; L = linea mista all'antenna; A = antenna.

trasmittente di televisione comprende quindi due trasmettitori distinti; uno di essi, il cosidetto trasmettitore video serve per la trasmissione della visione, l'altro, il cosiddetto trasmettitore audio, serve per la trasmissione del suono. Generalmente tali due trasmettitori pur essendo, come si è detto, completamente distinti sono però compresi in un unico complesso di pannelli affiancati (fig. 39 e 40).

Il trasmettitore audio può essere come qualsiasi trasmettitore radiofonico modulato sia in ampiezza come in frequenza. Non vi sono motivi di decisa preferenza per l'adozione di un sistema o dell'altro. Infatti, mentre negli Stati Uniti d'America viene usato il sistema a modulazione di frequenza e tale sistema è pure stato adottato nello standard europeo a 625 righe,

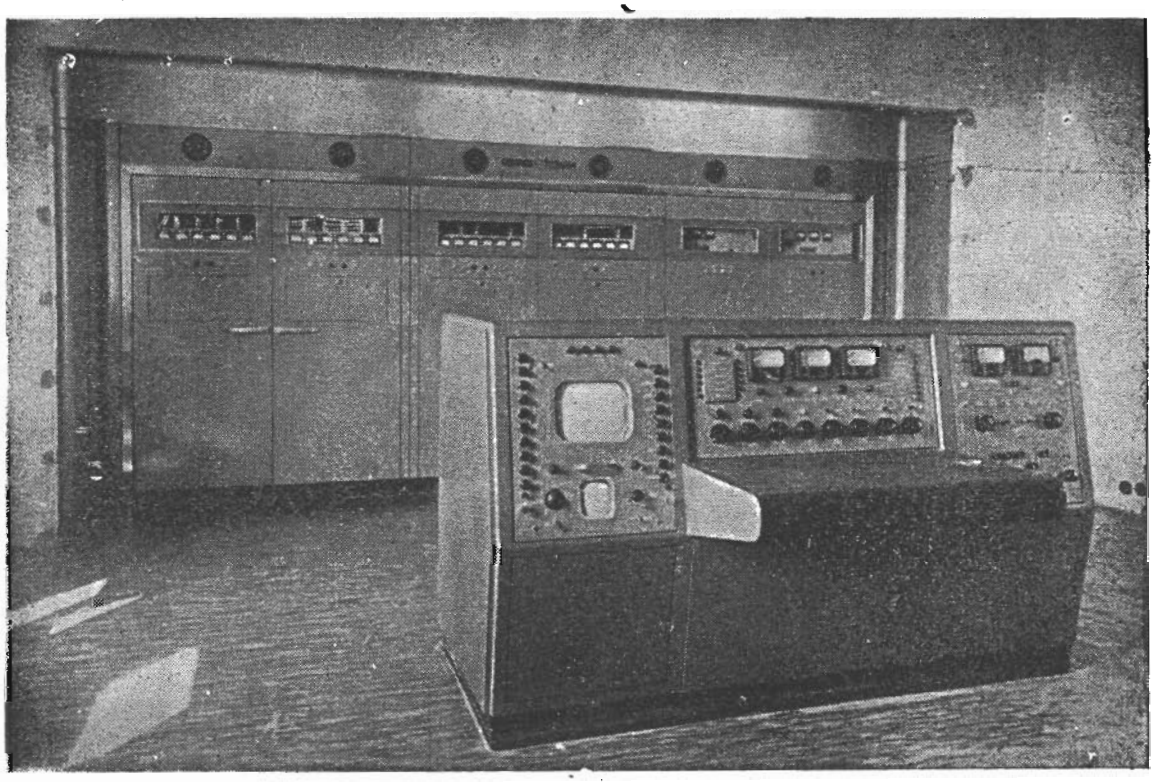


Fig. 40. — Il complesso radiotrasmittente di televisione di Milano RAI.

in Inghilterra viene adottato il sistema di modulazione d'ampiezza del trasmettitore sonoro e lo stesso sistema di modulazione d'ampiezza è anche adottato in Francia. Per la verità un certo vantaggio tecnico esiste a favore del sistema a modulazione di frequenza del suono nel complesso trasmittente televisivo; però siccome tale sistema coinvolge un certo aumento di complessità e quindi di costo del ricevitore televisivo si è preferito in Inghilterra ed in Francia adottare il sistema più economico della modulazione di ampiezza del suono.

Le due onde portanti modulate in uscita dai trasmettitori video ed audio sono generalmente convogliate in un dispositivo (« diplexer ») costituito da speciali circuiti elettrici a ponte il quale consente l'impiego di un'unica antenna irradiante con-

temporaneamente le due portanti video ed audio senza alcun reciproco disturbo od interferenza.

Un altro elemento che caratterizza in modo particolare uno standard di trasmissione televisiva è rappresentato dalla modulazione positiva o modulazione negativa. E' noto che un'onda portante modulata in ampiezza varia la sua ampiezza a seconda dell'intensità della modulazione impressa. Il cosidetto tasso o percentuale di modulazione costituisce un indice di misura di queste variazioni di livello della portante in conseguenza della

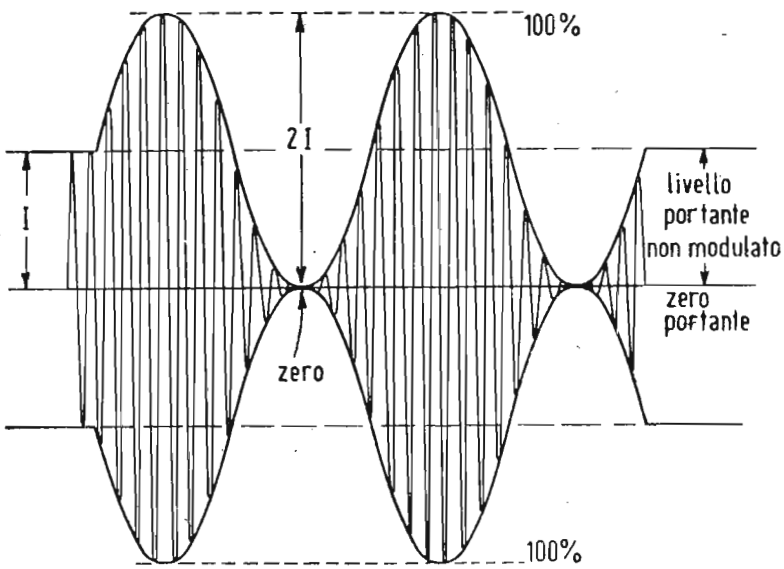


Fig. 41. — Modulazione in ampiezza di un'onda portante, con frequenze modulanti simmetriche (suono).

modulazione. Il caso più frequente che si presenta nella modulazione di un trasmettitore è quello della modulazione sonora; in questo caso la forma d'onda della frequenza modulante si svolge simmetricamente intorno ad un asse zero coincidente ques'ultimo col livello dell'onda portante non modulata (fig. 41).

Si verifica quindi in questo caso che il livello massimo di modulazione cosidetto al 100% corrisponde nelle creste massime positive dell'onda modulante simmetrica ad un raddoppio dell'intensità dell'onda portante mentre le creste massime negative della stessa frequenza modulante provocano l'annullamento dell'onda portante. In altre parole nella modulazione al 100% l'onda portante modulata varia dal doppio della sua ampiezza in assenza di modulazione allo zero.

Nel caso particolare della modulazione, sempre in ampiezza, di un radiotrasmettitore di televisione, a causa della forma

d'onda assolutamente asimmetrica ed irregolare del segnale video composto modulante, si potranno bensì raggiungere i due valori — massimo di modulazione dell'onda portante modulata (fig. 42), cioè un valore massimo di cresta limitato solo dalle prestazioni elettroniche dello stadio finale del trasmettitore; minimo, prossimo allo zero, corrispondente all'annullamento dell'onda portante — **ma il valore medio dell'onda portante** in assenza di modulazione non sarà più, come nel caso della modulazione sonora simmetrica, intermedio fra i due valori di massi-

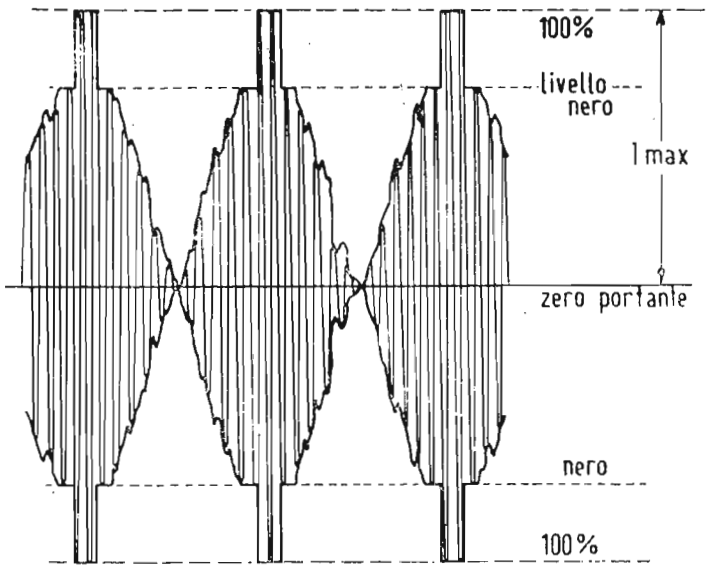


Fig. 42. — Modulazione in ampiezza di un'onda portante, con frequenze modulanti asimmetriche (video).

mo al 100% (raddoppio) e di minimo zero, ma bensì assumerà un determinato valore in dipendenza della forma ed intensità dei segnali sincronizzanti componenti il segnale video composto.

E' per questa ragione che mentre la potenza di un radiotrasmettitore sonoro viene identificata nella potenza dell'onda portante irradiata in assenza di modulazione, la potenza di un radiotrasmettitore televisivo viene, a causa appunto dell'assoluta disimmetria ed irregolarità delle correnti video modulanti, identificata nella potenza massima di cresta raggiunta dalla portante irradiata.

Quando si parla quindi di un radiotrasmettitore sonoro della potenza ad esempio di 5 kW, significa che tale potenza di 5 kW è relativa alla sua portante irradiata in assenza di modulazione. E' noto in tal caso, dalla radiotecnica, che nelle creste di modulazione simmetrica al 100% l'intensità della portante verrà raddoppiata, e la potenza in quel determinato istante di raddop-

pio assumerà un valore quadruplo di quella della portante non modulata. Cioè nel caso nostro di una portante non modulata di 5 kW, la potenza massima di cresta al 100% di modulazione raggiungerà il valore di 20 kW.

Quando invece si parla di un radiotrasmettitore televisivo della potenza di 5 kW, si deve intendere la sua potenza massima di cresta con valore di 5 kW, mentre qualsiasi altro valore intermedio è da ritenersi assolutamente arbitrario.

Ciò stabilito nei riguardi dell'andamento della modulazio-

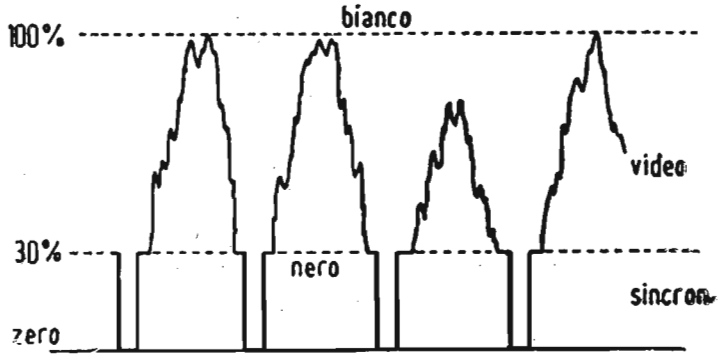


Fig. 43. — Modulazione positiva.

ne in ampiezza di un trasmettitore televisivo, passiamo ad esaminare un altro argomento importantissimo nei riguardi della modulazione televisiva.

Vogliamo alludere al sistema di trasmissione televisiva con modulazione positiva o con modulazione negativa.

Questa differenziazione della modulazione nei due sistemi anzidetti, deriva dal modo in cui viene effettuata l'escursione totale della modulazione dell'onda portante del radiotrasmettitore dal valore quasi zero al valore massimo di cresta.

Poichè il segnale video composto modulante è costituito da due distinte porzioni dirette in senso opposto una all'altra, intorno ad un valore intermedio preso come riferimento del livello nero dell'immagine, a seconda della direzione di una delle due porzioni — e per convenzione usuale della porzione video — nasce l'identificazione della modulazione positiva e della modulazione negativa. Le due modulazioni, video e sincronizzazione, si estendono quindi in direzioni opposte a partire dal livello nero intermedio.

D'altra parte la costituzione del segnale video composto, fissa le escursioni massime in senso opposto dei suoi due componenti nella seguente misura: su una escursione massima totale

del 100% l'escursione dei segnali sincronizzanti è del 25 ÷ 30% a partire da livello nero intermedio, mentre l'escursione massima dei segnali video sarà di conseguenza del 75% sempre a partire dal livello intermedio del nero.

Se quindi facciamo in modo che il massimo bianco dell'immagine corrisponda alla massima modulazione dell'onda portante (100%), il livello del nero corrisponderà al 25 ÷ 30% di modulazione; i segnali soncronizzanti andranno quindi dal livello nero al livello zero cioè di annullamento della portante.

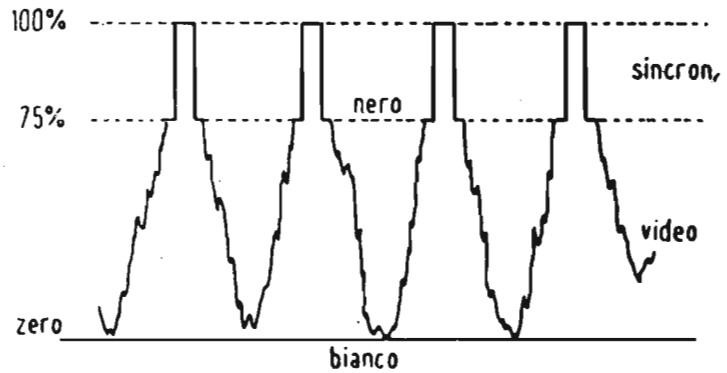


Fig. 44. — Modulazione negativa.

E' questa la cosidetta modulazione positiva (fig. 43).

Se invece facciamo in modo che il massimo bianco dell'immagine corrisponda allo zero della portante, il livello nero corrisponderà al 75% di modulazione, ed i segnali sincronizzanti andranno da tale livello al 100% di modulazione. Avremo così la modulazione negativa (fig. 44).

In altre parole con la modulazione positiva, un aumento delle video correnti verso il bianco, provoca un proporzionale aumento delle correnti a radio frequenza irradiate. Con la modulazione negativa un aumento delle video correnti verso il bianco provoca una proporzionale diminuizione della portante a radio frequenza.

Possiamo ancora dire che, nella modulazione negativa le creste massime, dei segnali sincronizzanti corrispondono al 100% di modulazione dell'onda portante, e le creste massime dei bianchi di una immagine trasmessa corrispondono allo zero o quasi zero dell'onda portante, mentre nella modulazione positiva avviene l'opposto, cioè le creste massime dei bianchi di un'immagine trasmessa corrispondono al 100% di modulazione dell'onda portante, mentre le creste massime dei segnali sincro-

nizzanti corrispondono all'annullamento o quasi della portante.

Nel caso della modulazione negativa il livello del nero assumerà il valore del 75% di modulazione dell'onda portante, mentre nel caso della modulazione positiva il livello del nero assumerà il 25% circa di modulazione dell'onda portante.

Sebbene entrambi i sistemi di modulazione positiva o negativa siano entrambi usati nelle trasmissioni televisive oggi in atto (Inghilterra e Francia adottano il sistema della modulazione positiva mentre gli Stati Uniti d'America e gli Stati europei compresa l'Italia adottano il sistema della modulazione negativa), è ormai tecnicamente provato che il senso negativo della modulazione video presenta alcuni inconfutabili vantaggi rispetto alla modulazione positiva. Anzitutto un radiotrasmettitore video può erogare una potenza sensibilmente superiore, solo passando da modulazione positiva a modulazione negativa. Ciò è in dipendenza dalla diversa distribuzione delle potenze nella zona dei segnali video e nella zona dei segnali sincronizzanti durante l'intero ciclo di modulazione da zero al 100%. Si è infatti visto che il livello nero dell'immagine corrisponde al 75%

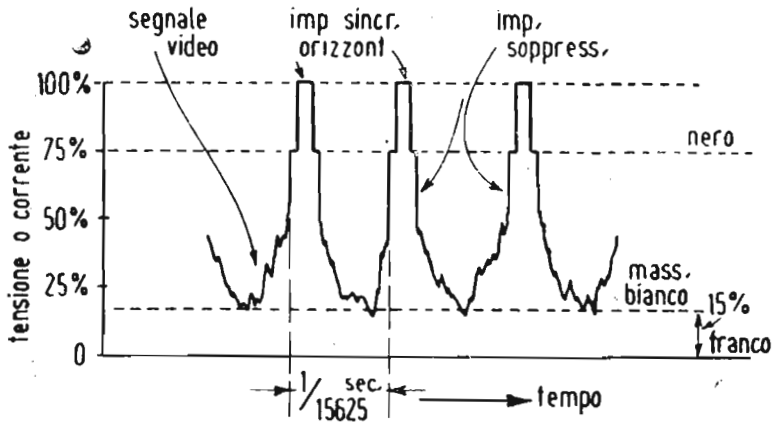


Fig. 45. — Caratteristiche della modulazione negativa dello standard italiano 625 righe.

di modulazione nella modulazione negativa, mentre è solo del 25 ÷ 30% nel caso della modulazione positiva.

Inoltre la potenza massima di cresta erogata dal trasmettitore si ha nel caso della modulazione negativa nelle punte dei segnali sincronizzanti. Ciò significa che la z o n a dei segnali sincronizzanti corrisponde alla massima potenza irradiata: con la modulazione negativa pertanto la sincronizzazione del ricevitore è facilitata nei confronti della modulazione positiva.

Inoltre pel fatto stesso che la direzione dei segnali sincronizzanti corrisponde ad un ben definito livello massimo con ritmo costante dell'onda portante modulata irradiata dal radiotrasmettitore e quindi rappresenta in relazione al livello del nero un ben determinato livello di riferimento del segnale ricevuto, è possibile realizzare un ottimo ed efficiente regolatore automatico di sensibilità. Con la modulazione positiva pur essendo ancora possibile realizzare un dispositivo di regolazione automatica della sensibilità, il problema non si presenta così semplice come nel caso della modulazione negativa, tanto da richiedere l'aggiunta di circuiti elettronici speciali.

I disturbi parassitari si traducono sullo schermo ricevente in visibilissime macchie bianche con la modulazione positiva, mentre appaiono come macchie scure sempre poco visibili con la modulazione negativa. Inoltre a causa dell'effetto di sfocatura dello spot sullo schermo fluorescente del tubo catodico ricevente, a causa degli intensi guizzi di tensione verso l'ultra bianco originati da disturbi parassitari, le macchie bianche tendono a trasformarsi in larghe chiazze bianche che deturpano fortemente l'immagine ricevuta.

Per contro col sistema di modulazione negativa i disturbi parassitari possono talvolta influire in modo dannoso sulla sincronizzazione. A tale inconveniente però si è ovviato nei moderni ricevitori televisivi adottando tali circuiti sincronizzanti provvisti di controllo automatico della frequenza tali da renderli praticamente insensibili ai disturbi parassitari captati dall'antenna ricevente.

Come già è stato detto, lo « standard » televisivo a 625 righe adottato dall'Italia adotta la modulazione negativa.

Gli esatti valori del livello reciproco dei segnali sincronizzanti (per semplicità sono stati riportati i soli segnali orizzontali), dei segnali di soppressione e dei segnali video rappresentati nel diagramma di fig. 45.

Si noti che l'escursione della modulazione video la quale dovrebbe teoricamente estendersi dal 75% (livello nero) allo zero della portante, si arresta invece ad un livello minimo del 10 ÷ 15%.

Ciò è imposto da particolari esigenze di funzionamento di ricevitori televisivi che adottano il sistema cosidetto « intercarrier » oggi molto diffuso, del quale verrà ampiamente trattato nelle lezioni dedicate ai ricevitori.

CARATTERISTICHE DELLO « STANDARD » TELEVISIVO ITALIANO.

Con la denominazione di « standard » televisivo, vengono sintetizzate tutte quelle norme e caratteristiche tecniche che regolano le trasmissioni di televisione circolare.

Dopo un accurato e prolungato esame dei vari standard televisivi già esistenti un certo numero di nazioni europee, fra le quali l'Italia, l'Olanda, la Svizzera, il Belgio, la Germania, la Spagna e la Jugoslavia, attraverso un organo tecnico internazionale, il C.C.I.R., hanno adottato lo « standard » del quale vengono date le norme tecniche qui di seguito e che costituisce un buon compromesso fra le molteplici esigenze di trasmissione e ricezione, sovente contrastanti fra di esse.

Norme dello « Standard » europeo 625 righe.

1) la larghezza di un canale normale per le emissioni di televisione sarà di 7 MHz.

2) La norma sarà di situare la portante video ad una frequenza inferiore di 5,5 MHz alla frequenza centrale audio.

3) La norma sarà di situare la frequenza centrale audio a 0,25 MHz al di sotto del limite di frequenza superiore del canale.

4) Il numero normale di righe d'analisi per immagine sarà 625, interlacciate 2 a 1.

5) Il funzionamento normale di un sistema di televisione sarà indipendente dalla frequenza della rete d'alimentazione.

6) La frequenza di riga sarà 15.625 $\mp$ 0,1% Hertz, in corrispondenza ad una frequenza di quadro di 50 Hertz.

7) Il formato del quadro immagine TV teletrasmesso sarà: 4 unità orizzontali per 3 unità verticali.

8) Durante i periodi di esplorazione attiva, la normale sarà di esplorare il campo orizzontale da sinistra a destra, e verticalmente dall'alto in basso: ciò a velocità uniforme.

9) Per l'emissione video la norma sarà di adottare la modulazione di ampiezza con bande laterali asimmetriche (una banda laterale parzialmente soppressa).

10) La norma esige che ad una diminuizione di luminosità corrisponda un aumento di potenza irradiata (modulazione negativa).

11) La norma sarà che il livello base (livello nero norma-

le) sia rappresentato da un determinato livello di portante indipendentemente dalla chiarezza od oscurità dell'immagine e che tale livello corrisponda al 75% (con una tolleranza del 2½%) dell'ampiezza massima della portante.

12) La norma sarà che nella modulazione video il livello massimo del bianco non annulli la portante ma venga limitato al 10% d'ampiezza della portante stessa.

13) L'emissione video avrà come norma un segnale composto (video più sincronizzazione) conformato come risulta dalla fig. 46.

14) La norma sarà di utlizzare la modulazione di frequenza per l'emissione audio, con una deviazione di frequenza di ∓ 50 kHz corrispondente al 100% di modulazione.

15) La norma sarà di dare alla tensione modulatrice del suono una caratteristica ampiezza-frequenza in accordo con la caratteristica impedenza-frequenza di un circuito costituito da una resistenza ed una induttanza in serie, la cui costante di tempo è di 50 (*) microsecondi (pre-enfasi). A tali norme, deve aggiungersi per l'Italia, la distribuzione degli 8 canali di trasmissione, sui quali verrà effettuato il servizio nazionale di televisione circolare.

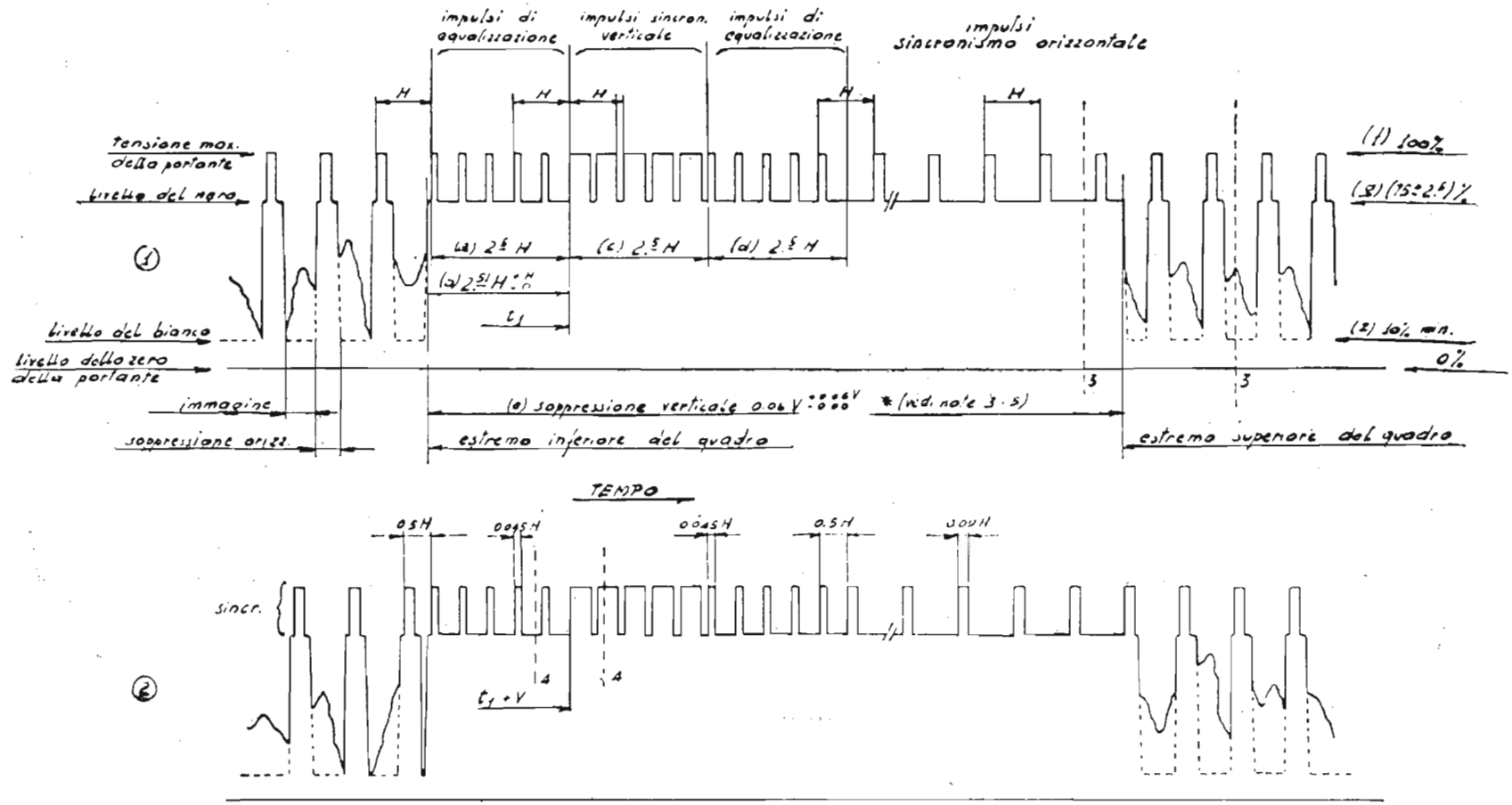
Tali canali, ufficialmente sanciti dal Governo italiano sono:

Canale (0)-A	52,5 - 59,5	MHz
Canale (1)-B	61 - 68	MHz
Canale (2)-C	81 - 88	MHz
Canale (3)-D	174 - 181	MHz
Canale (3a)-E	182,5 - 189,5	MHz
Canale (3b)-F	191 - 198	MHz
Canale (5)-H	209 - 216	MHz
Canale (4)-G	200 - 207	MHz

La RAI - TV è prossima a trasmettere il 2° programma televisivo in UHF (ultra - hig - frequency) nelle bande IV (470 ÷ 582 MHz) o V (606 ÷ 790 MHz); nella banda IV sono disponibili 14 canali di 7 MHz. Già da un paio d'anni i televisori sono predisposti per la ricezione del 2° programma, o sono addirittura provvisti di sintonizzatore per tale ricezione in UHF, per la quale occorre naturalmente un'antenna ricevente diversa da quella per VHF (very - hig - frequency; bande I, II, III attualmente in uso).

(*) La costante di tempo è stata successivamente portata a 75 μs, come per la MF (modulazione di frequenza).

Caratteristiche ufficiali dello standard italiano 625 righe



Le dimensioni orizzontali non sono in scala.

Fig. 46. — Segnale video-composto irradiato secondo le norme dello standard italiano (europeo) 625 righe.

LA TRASFORMAZIONE LUCE - CORRENTE.

La trasformazione dell'energia luminosa in energia elettrica può verificarsi in modi diversi.

1) Per variazione della resistenza ohmica della materia sottoposta all'azione dei raggi luminosi: la cosiddetta foto-conduzione;

2) per reazione chimica o fisica producente una forza elettromotrice sotto l'azione dei raggi luminosi: la foto-generazione;

3) per emissione di elettroni sotto l'azione della luce: la foto-emissione.

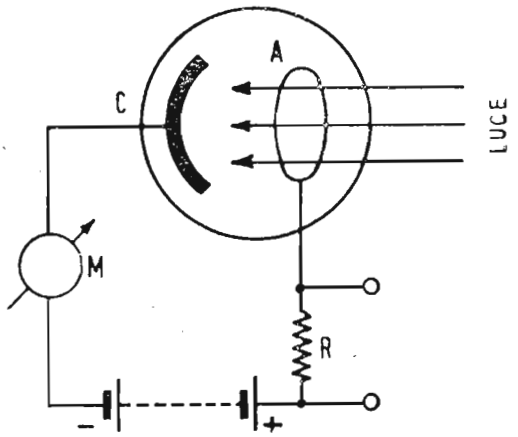


Fig. 47. — Principio di funzionamento di una fotocella, a fotoemissione. C = catodo fotoemittente; A = anodo; R = resistenza di utilizzazione; M = milliamperometro.

Un elemento fotosensibile basato su una delle tre azioni luce-corrente suaccennata, viene chiamato « cellula fotoelettrica » o « fotocella ».

Gli effetti foto-conduttori e foto-generatori sono praticamente inutilizzabili in televisione a causa della grande inerzia che si verifica fra l'azione luminosa ed il corrispondente effetto elettrico.

Ricordiamo solamente che le fotocelle al selenio (fotoconduttrici) sono state i primi organi fotosensibili conosciuti ed esperimentati per la trasformazione luce-corrente, mentre le fotocelle a strati ossidati (fotogeneratrici) vengono tutt'ora usate negli strumenti di misura (luxmetri e fotometri).

L'effetto fotoemissivo è stato inizialmente utilizzato nelle prime fotocelle costituite da un'ampolla di vetro vuota d'aria contenente due elettrodi.

Uno di tali elettrodi è costituito da uno strato di metallo fotosensibile deposto su una piastra metallica o direttamente su una porzione della parete interna dell'ampolla previamente

argentata; il secondo elettrodo è una normale superficie metallica a forma di piastrina o di anello.

Il primo elettrodo prende il nome di « catodo » fotoemittente o « fotocatodo » il secondo di « anodo ».

In una fotocella così costituita, inserita in un circuito elettrico in fig. 47, quando il fotocatodo *C* colpito dalla luce, emette elettroni, questi sono raccolti dall'anodo *A*.

Si stabilisce così una corrente elettrica che provoca ai capi della resistenza *R* una differenza di potenziale proporzionale all'intensità della luce incidente sul fotocatodo, sino ad un li-

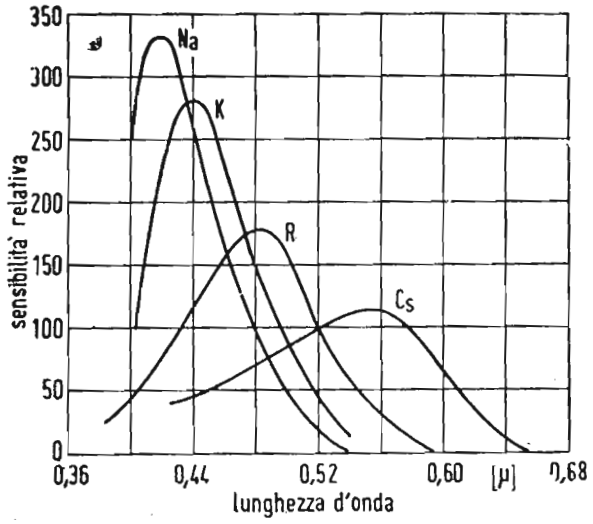


Fig. 48. — Responsi cromatici di metalli alcalini usati come fotocatodi.

mite detto saturazione oltre il quale la corrente non crescerà più, pur aumentando l'illuminazione del catodo.

I metalli che posseggono proprietà fotoemissive sono i metalli alcalini (litio, sodio, potassio, rubidio, cesio) ed alcalino-terrosi (magnesio, calcio, stronzio, berillio, bario, cadmio).

La fotosensibilità dei metalli alcalini ai vari colori dello spettro luminoso è indicata nel grafico di fig. 48.

Fra i metalli alcalini quello la cui sensibilità spettrale si avvicina maggiormente al responso spettrale dell'occhio umano è il cesio; inoltre il cesio possiede fra gli altri metalli alcalini la più elevata sensibilità relativa nella regione del rosso. Tale sensibilità alle radiazioni rosse è ancor più accentuata nell'ossido di cesio. Differenti responsi si possono ottenere da fotocelle all'ossido di cesio con differenti trattamenti fisico-chimici dello strato fotosensibile.

Le fotocelle all'ossido di cesio opportunamente trattate, so-

no anche utilizzate per interessanti applicazioni di raggi infrarossi (televisione nell'oscurità).

Fotocelle del tipo sopraccennato a vuoto spinto non hanno inerzia apprezzabile nella traduzione luce-corrente: e ciò le rende senz'altro adatte per l'impiego in sistemi analizzatori di televisione.

La loro sensibilità è però molto limitata: dell'ordine di 20 micro-ampere/lumen per la luce di lampade ad incandescenza.

EMISSIONE SECONDARIA.

E' noto che un elettrone animato di sufficiente velocità, incontrando una superficie metallica può strappare da questa un certo numero di elettroni. Ad es. una lastra di alluminio emette 7 elettroni per ogni elettrone collidente. La superficie metallica può essere ricoperta di particolari sostanze emissive in modo da accrescere al massimo il numero medio di elettroni emessi per ogni elettrone primario percuotente la superficie stessa: è

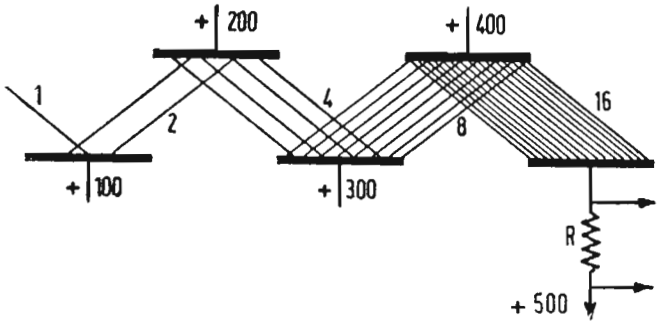


Fig. 49. — Principio di un amplificatore ad emissione secondaria.

detto rapporto d'emissione secondaria. Tale rapporto può raggiungere il massimo valore di 10 o 15 elettroni secondari per ogni elettrone primario, in dipendenza della superficie bombardata, delle condizioni del bombardamento e dell'angolo d'incidenza degli elettroni primari.

Superfici del tipo di quelle fotoemittenti, come l'ossido di cesio, sono fra quelle che posseggono un maggior rapporto, essendo in grado di emettere più di 10 elettroni secondari per ogni primario.

Il fenomeno dell'emissione secondaria è stato sfruttato nel moltiplicatore elettronico. Esso è costituito da una serie di elettrodi sotto vuoto, un certo numero dei quali posseggono un alto rapporto d'emissione secondaria (fig. 49).

I vari elettrodi (anodi) sono disposti in modo che, in virtù di approriati potenziali applicati fra essi, gli elettroni emessi dal primo (colpito a sua volta da pochi elettroni eccitanti) vanno a colpire il secondo, il quale libera 8-10 elettroni per ogni elettrone incidente.

Tutti gli elettroni liberati dal secondo elettrodo vanno a loro volta a colpire il terzo elettrodo, il quale libera altri 8-10 elettrodi per ogni primario, e così via di elettrodo in elettrodo sino all'ultimo.

Si possono così ottenere delle amplificazioni di 10 milioni di volte ed anche di più.

Moltiplicatori elettronici ad emissione secondaria del tipo ora accennato sono incorporati nei moderni tubi analizzatori da presa televisiva, quali ad esempio « l'immage orthicon ».

Domande alle quali l'allievo deve rispondere

NORME. — Per ogni domanda, sono già indicate quattro risposte, **(a, b, c, d)** una delle quali è l'esatta. L'allievo dovrà segnare con un tratto a penna o matita una delle quattro lettere **a, b, c, d,** riportate nella colonna a fianco della domanda per indicare qual'è la risposta da lui ritenuta esatta.

ESEMPIO

(la risposta **d** è quella ritenuta esatta) a): b): c): ~~d)~~

DOMANDE	RISPOSTE (segnare quella che si ritiene esatta)
1. Il funzionamento dell'occhio umano è paragonabile ad un sistema di televisione con trasmissione degli impulsi: **a)** sequenziale; **b)** parallela; **c)** intermittente; **d)** continua.	a): b): c): d)
2. Il sistema di trasmissione televisiva che ci consentirebbe di vedere l'immagine tutta intera, come al cinema, e non per elementi successivi è del tipo: **a)** parallelo; **b)** sequenziale; **c)** ad impulsi; **d)** progressivo.	a): b): c): d)
3. Si supponga un'immagine TV esplorata con 300 righe d'analisi adiacenti, ciascuna dello spessore di 1 mm; si supponga inoltre ogni riga suddivisa in elementi quadrati di 1 mm di lato; se il formato dell'immagine è 4/3, in quanti quadratini elementari viene suddivisa l'immagine stessa? **a)** 100.000; **b)** 150.000; **c)** 500.000; **d)** 120.000.	a): b): c): d)
4. Sempre riferendoci all'immagine di cui alla domanda precedente, quali sono le dimensioni dell'immagine stessa in millimetri? **a)** 200 x 300; **b)** 300 x 400; **c)** 350 x 450; **d)** 300 x 100.	a): b): c): d)
5. Ancora all'immagine di cui alla domanda precedente: supponendo di esplorare ogni riga nel tempo di un secondo con fessura analizzatrice	

alta 1 mm ed infinitamente stretta, quale sarà la video frequenza generata?
a) 200 periodi; **b)** 400 periodi; **c)** 2000 periodi; **d)** 3000 periodi. **a): b): c): d)**

6. Sempre riferendoci all'immagine della domanda 3) supponendo un periodo di soppressione del 10% uguale per l'analisi verticale ed orizzontale, quante righe utili appariranno sull'immagine effettiva sullo schermo?
a) 200 righe; **b)** 230 righe; **c)** 270 righe; **d)** 290 righe. **a): b): c): d)**

7. Nel caso della domanda precedente quali saranno le dimensioni effettive dell'immagine sullo schermo?
a) 250 x 350; **b)** 270 x 370; **c)** 260 x 360; **d)** 270 x 360. **a): b): c): d)**

8. In un'immagine ricevuta sullo schermo di un televisore con lo standard italiano di 625 righe, coi tempi di soppressione normali del 15% per l'analisi orizzontale, e dell'8% per l'analisi verticale, qual'è il numero di righe d'analisi utili che appaiono effettivamente sullo schermo?
a) 500 righe; **b)** 525 righe; **c)** 575 righe; **d)** 600 righe. **a): b): c): d)**

9. Sempre nel caso della domanda precedente in cui l'immagine normale a 625 righe d'analisi e 25 immagini al secondo, qual'è la periodicità al secondo dell'analisi orizzontale (detta anche frequenza di riga)?
a) 10250 periodi; **b)** 15750 periodi; **c)** 15625 periodi; **d)** 16325 periodi. **a): b): c): d)**

10. Nello standard americano a 525 righe d'analisi e 30 immagini al secondo qual'è la frequenza di riga di cui alla domanda precedente relativa allo standard italiano?
a) 15750 periodi; **b)** 15650 periodi; **c)** 15625 periodi; **d)** 15800 periodi. **a): b): c): d)**

11. In relazione alla frequenza di riga dello standard italiano, di cui alla domanda 9), qual'è il tempo in microsecondi (un microsecondo è uguale a 0,000001 secondi) impiegato per analizzare una riga?
a) 20 μ sec; **b)** 60 μ sec; **c)** 64 μ sec; **d)** 80 μ sec. **a): b): c): d)**

12. L'interlacciamento esatto di due quadri di una immagine televisiva è assicurato: **a)** dal ricevitore; **b)** dalla camera da presa; **c)** dal tubo catodico; **d)** dal generatore di segnali sincronizzanti alla trasmissione. **a): b): c): d)**

13. Nel sistema di analisi televisiva a righe interlacciate ogni immagine completa da quanti quadri è composta?
a) 2; **b)** 4; **c)** 1; **d)** 5. **a): b): c): d)**

14. Nel sistema di analisi a righe interlacciate quanti quadri al secondo appaiono sullo schermo del tubo catodico ricevente?
a) 25; **b)** 50; **c)** 100; **d)** 75. **a): b): c): d)**

15. Qual'è il vantaggio fondamentale offerto dal sistema a righe interlacciate?
a) aumento della definizione; **b)** diminuzione dello « sfarfallio » con allargamento della banda delle frequenze video; **c)** diminuzione dello « sfarfallio » senza allargamento della banda video; **d)** diminuzione della banda di frequenza video. **a): b): c): d)**

16. Perchè il sistema a righe interlacciate diminuisce lo « sfarfallio » con allargamento della banda delle frequenze video?
a) perchè porta a 50 il numero dei quadri presentati all'occhio al secondo; **b)** perchè raddoppia in numero di righe d'analisi; **c)** perchè porta a 16 il numero delle immagini al secondo; **d)** perchè dimezza il numero di righe di analisi. **a): b): c): d)**

17. Nel sistema a righe interlacciate qual'è il numero di righe per ciascuno dei 50 periodi al secondo (standard europeo)?
a) 625; **b)** 312,5; **c)** 1250; **d)** 525. **a): b): c): d)**

18. Qual'è lo svantaggio fondamentale del sistema d'analisi a righe progressive avente ugual numero di quadri al secondo del sistema a righe interlacciate?
a) triplicazione della banda video; **b)** raddoppio della banda video; **c)** diminuzione di luminosità dell'immagine; **d)** difficoltà di sincronizzazione. **a): b): c): d)**

19. Che scopo hanno i segnali di soppressione trasmessi assieme ai segnali sincronizzanti?
a) aumentare la frequenza d'immagine; **b)** spegnere periodicamente la traccia delle righe attive; **c)** sopprimere (spegnendole) le righe del ritorno inattivo sia orizzontale che verticale; **d)** sopprimere solo le righe del ritorno verticale. **a): b): c): d)**

20. Qual'è la funzione della camera da presa televisiva?
a) fotografare la scena; **b)** tradurre l'immagine ottica in video corrente (analisi televisiva); **c)** trasformare l'immagine ottica continua in una serie di immagini al secondo; **d)** trasmettere la visione ai ricevitori. **a): b): c): d)**

21. Perchè ad una certa distanza d'osservazione dello schermo di un ricevitore televisivo non si vedono più le righe di analisi?
a) perchè l'acuità visiva dell'occhio non è sufficiente a separare due elementi entro un angolo di 1 minuto circa; **b)** perchè l'occhio non è sufficientemente sensibile; **c)** perchè la distanza attenua la luminosità; **d)** per un difetto dell'occhio. **a): b): c): d)**

22. Perchè diminuendo la luminosità di un'immagine sullo schermo di un televisore lo sfarfallio si attenua?
a) perchè diminuisce il contrasto fra i bianchi ed i neri; **b)** perchè la reazione sensoria del nostro occhio varia in dipendenza della luminosità dell'immagine; **c)** per la insufficiente sensibilità dell'occhio; **d)** perchè il tubo catodico modifica il suo funzionamento. **a): b): c): d)**

23. Perchè noi riportiamo l'illusione di un moto continuo e naturale nelle immagini sullo schermo di un televisore, mentre vengono in realtà proiettate delle immagini separate una dopo l'altra (25 al secondo)?
a) per uno speciale accorgimento elettrico nei televisori; **b)** per la persistenza retinea dell'occhio; **c)** per il sistema a righe interlacciate; **d)** per segnali di soppressione trasmessi insieme alla visione. **a): b): c): d)**

24. Perchè vengono soppresse le righe di ritorno orizzontale e verticale?
a) per facilitare la sincronizzazione; **b)** per aumentare la luminosità dell'immagine; **c)** per migliorare la definizione; **d)** perchè le righe di ritorno visibili sullo schermo disturbano l'estetica dell'immagine. **a): b): c): d)**

25. Perchè le righe di ritorno vengono chiamate inattive?
a) perchè non giovano alla formazione dell'immagine e perciò vengono soppresse; **b)** perchè intervengono nella sincronizzazione; **c)** perchè non sono modulate; **d)** perchè non vengono utilizzate. **a): b): c): d)**

26. Chi realizzò il primo dispositivo analizzatore televisivo meccanico di pratica utilizzazione;
a) Caselli; **b)** Baird; **c)** Nipkow; **d)** Carey; **a): b): c): d)**

27. Chi realizzò la prima pratica trasmissione televisiva?
a) Nipkow; **b)** Marconi; **c)** Zworykin; **d)** Baird. **a): b): c): d)**

28. Chi realizzò la prima telecamera (iconoscopio)?
a) Edison; **b)** Righi; **c)** Zworykin; **d)** Baird. **a): b): c): d)**

29. Che relazione esiste fra la frequenza video ed il numero di immagini al secondo?
a) sono direttamente proporzionali; **b)** sono inversamente proporzionali; **c)** la frequenza video è proporzionale al quadrato del numero di immagini al secondo; **d)** la frequenza video è proporzionale alla 3ª potenza del numero d'immagini al secondo. a); b); c); d)

30. Qual'è la relazione esistente fra la frequenza video ed il numero di righe d'analisi?
a) sono direttamente proporzionali; **b)** la frequenza video è proporzionale al quadrato del numero di righe; **c)** la frequenza video è proporzionale al cubo del numero di righe; **d)** la frequenza video è inversamente proporzionale al numero di righe. a); b); c); d)

31. Qual'è l'organo analizzatore mobile dell'iconoscopio?
a) un fascio di luce; **b)** un pennello elettronico; **c)** uno specchio ruotante; **d)** un disco forato. a); b); c); d)

32. La grande sensibilità caratteristica dell'iconoscopio a che cosa è particolarmente dovuta?
a) alla dimensione della piastra mosaico fotosensibile; **b)** al principio dell'accumulo elettrico della piastra fotosensibile capacitiva; **c)** al genere di sostanza fotosensibile usata sulla piastra mosaico; **d)** all'emissione secondaria della piastra mosaico. a); b); c); d)

33. A quale scopo nelle proiezioni cinematografiche normali ogni fotogramma viene estinto per un brevissimo tempo durante il 24° di secondo della sua proiezione sullo schermo?
a) per migliorare la sensazione del moto continuo e progressivo delle immagini proiettate; **b)** per raffreddare la pellicola; **c)** per diminuire lo sfarfallio o tremolio di luce, portando così da 24 a 48 la frequenza di ripetizione dei fotogrammi; **d)** per esigenze meccaniche del proiettore cinematografico. a); b); c); d)

34. Lo stesso scopo di cui alla precedente domanda, con che mezzo è stato raggiunto nelle correnti trasmissioni televisive?
a) mediante il sistema a righe interlacciate; **b)** mediante i segnali di soppressione; **c)** mediante i segnali di equalizzazione; **d)** interrompendo la trasmissione ogni 25° di secondo. a); b); c); d)

35. Il nostro occhio risponde alle variazioni di luce con legge:
a) lineare con l'intensità di illuminazione; **b)**

quadratica con l'intensità di illuminazione; **c)** irregolare non bene definita; **d)** logaritmica. a); b); c); d)

36. La legge di cui alla precedente domanda si chiama: **a)** di Mariotte; **b)** di Fourier; **c)** di Fechner; **d)** di Becquerel. a); b); c); d)

37. La legge di cui alla precedente domanda spiega perchè: **a)** in un'immagine televisiva i bianchi cessano di essere sfarfallati se si diminuisce la luminosità dell'immagine stessa; **b)** si proiettano 50 quadri al secondo; **c)** si può osservare un'immagine televisiva in pieno giorno; **d)** si introducono i segnali di soppressione. a); b); c); d)

38. Nei ricevitori televisivi a proiezione i migliori risultati si ottengono col sistema: **a)** a obbiettivo a grande luminosità; **b)** a specchio sferico e lente correttrice (ottica Schmidt); **c)** a obbiettivo composto anastigmatico; **d)** a obbiettivo speciale « Zoomar ». a); b); c); d)

39. Nel sistema di analisi a righe interlacciate con che mezzo si raggiunge il risultato di far cadere le righe del 2° quadro esattamente nell'interspazio fra le righe del 1° quadro?
a) deflettendo opportunamente il pennello catodico; **b)** iniziando il ritorno verticale del 1° quadro esattamente a metà percorso di una riga dispari; **c)** spegnendo lo « spot » durante i ritorni; **d)** con uno speciale segnale trasmesso. a); b); c); d)

40. Quali sono i segnali sincronizzanti trasmessi, che facilitano il verificarsi di un buon interlacciamento?
a) i segnali di soppressione; **b)** i segnali di riga (orizz.); **c)** i segnali di quadro (verticali); **d)** i segnali equalizzatori. a); b); c); d)

41. Perchè il segnale sincronizzante di quadro (verticale) non è continuo, bensì interrotto da segnalini di riga?
a) perchè la sincronizzazione di riga deve essere assicurata anche durante il ritorno verticale inattivo; **b)** perchè i circuiti sincronizzanti del ricevitore lo richiedono; **c)** per mantenere inalterata la frequenza di riga; **d)** per ottenere un miglior rendimento della deflessione verticale nel ricevitore. a); b); c); d)

42. Cosa sono le righe inclinate che talvolta appaiono sullo schermo di un televisore mal regolato?
a) disturbi; **b)** percorso di ritorno inattivo verticale non estinto; **c)** conseguenza di una sincronizzazione difettosa; **d)** deflessione difettosa. a); b); c); d)

43. Da cosa dipende il difetto di cui alla domanda precedente (42)?
a) dalla mancata azione del segnale di soppressione verticale; **b)** dalla mancata azione del segnale di soppressione orizzontale; **c)** dalla mancata azione di segnali sincronizzanti; **d)** dal segnale video trasmesso.

a): b): c): d)

44. Come si corregge il difetto di cui alla precedente domanda (43)?
a) regolando il contrasto dell'immagine; **b)** regolando il sincronismo verticale; **c)** regolando la luminosità dell'immagine riportando i neri al loro giusto livello; **d)** regolando la sintonia dell'onda ricevuta.

a): b): c): d)

45. In quanti elementi ideali (quadratini di lato uguale alla distanza fra le righe) si può ritenere suddivisa un'immagine a 625 righe (supposte tutte presenti ed attive) con un rapporto dimensionale di 4/3, supponendo la definizione orizzontale uguale a quella verticale?
a) 2 milioni e 500 mila; **b)** mezzo milione; **c)** 280.000; **d)** 520.832.

a): b): c): d)

46. Facendo riferimento alle caratteristiche dell'immagine di cui alla precedente domanda (45) qual'è la massima frequenza video, tenendo presente un fattore di Kell pari a 0,8?
a) 7,5 MHz; **b)** 5,208 MHz; **c)** 3,512 MHz; **d)** 2,5 MHz.

a): b): c): d)

47. Tenendo presente una soppressione verticale dell'8 % ed una soppressione orizzontale del 15 % quanti sono gli elementi effettivi in cui può considerarsi suddivisa l'immagine di cui alla domanda (45)?
a) 500.000; **b)** 300.000; **c)** 407.100; **d)** 353.000.

a): b): c): d)

48. Qual'è la ragione per la quale nei moderni trasmettitori televisivi la modulazione video non può scendere mai sotto il livello del 10÷15%?
a) perchè ne rimarrebbe disturbata la sincronizzazione; **b)** perchè il contrasto ne soffrirebbe; **c)** perchè annullando la portante in corrispondenza delle massime creste dei bianchi soffrirebbe la ricezione audio nei ricevitori di tipo «inter-carrier»; **d)** perchè scendendo sotto il 10% di percentuale di modulazione video ne soffrirebbe il trasmettitore.

a): b): c): d)

49. Qual'è la funzione dell'elettrodo di controllo o griglia nel « gun » di un tubo catodico ricevente?
a) la messa a fuoco dello « spot » sullo schermo; **b)** la modulazione dello « spot » sullo schermo

fluorescente; **c)** la deviazione del pennello elettronico; **d)** la concentrazione del pennello elettronico. a); b); c); d)

50. Nel sistema di trasmissione cosiddetto a modulazione negativa la potenza massima di cresta del radiotrasmettitore si ha in corrispondenza: **a)** delle creste massime dei segnali sincronizzanti; **b)** delle creste massime dei bianchi dell'immagine; **c)** del livello del nero; **d)** dei segnali di soppressione. a); b); c); d)

51. La modulazione video in un radiotrasmettitore funzionante sullo standard europeo 625 righe è: **a)** di frequenza; **b)** di fase; **c)** di ampiezza; **d)** ad impulsi. a); b); c); d)

52. La modulazione audio in un radiotrasmettitore televisivo funzionante sullo standard europeo 625 righe è: **a)** di frequenza; **b)** di fase; **c)** di ampiezza; **d)** ad impulsi. a); b); c); d)

53. Un occhio normale posto alla distanza di un metro da uno schermo televisivo non riesce più a discernere le righe d'analisi se quest'ultime sono distanti:
a) 5 mm; **b)** 0,25 mm; **c)** 10 mm: **d)** 6 mm. a); b); c); d)

54. Nello standard TV italiano il livello del nero corrisponde ad una percentuale di modulazione del: **a)** 15%; **b)** 25%; **c)** 75%; **d)** 100%. a); b); c); d)

55. Il moltiplicatore elettronico utilizza il fenomeno di: **a)** emissione secondaria; **b)** fotoemissione; **c)** fotoconduzione; **d)** emissione termoionica. a); b); c); d)

Domande e risposte su argomenti trattati nel 1° gruppo di 5 lezioni (Dispense 1ª, 2ª, 3ª).

DOMANDE

1. Per quale motivo noi non vediamo più le righe ad una certa distanza d'osservazione dallo schermo di un televisore?

2. Per quale ragione principale nello standard televisivo americano è stata adottata una frequenza di 30 (60 quadri interlacciati) immagini al secondo?

3. Qual'è la potenza di cresta di un trasmettitore televisivo di tipo normale come quelli di Milano e Torino ad esempio?

4. Che cosa si intende per « definizione » di un'immagine?

5. Che cosa si intende per « persistenza retinea » dell'occhio?

6. Quale sarebbe la conseguenza sull'immagine ricevuta, sopprimendo la trasmissione dei segnali di equalizzazione?

7. Quale sarebbe la conseguenza sull'immagine ricevuta, se non fossero trasmessi i segnali di soppressione (blanking)?

8. Che cosa si intende per « righe attive » e « righe inattive »?

9. Assumendo che per avere una soddisfacente riproduzione di un'onda rettangolare sia necessaria la presenza di tutte le armoniche dalla fondamentale sino alla 15esima, e che la banda video passante è limitata a 5 megahertz, si domanda quale sarà il massimo numero di quadrettini alterni bianchi e neri disposti lungo una riga d'analisi che possono trasmettersi rispettando le citate condizioni di soddisfacente riproduzione.

10. Qual'è la velocità in km/ora di uno spot analizzatore su uno schermo di tubo catodico ricevente delle dimensioni di cm 40×30?

11. Cosa si deve intendere e come si identifica in un'immagine televisiva « un'area elementare »?

12. Come si determina la distanza critica di osservazione (distanza alla quale le righe d'analisi non sono più visibili) da uno schermo televisivo delle dimensioni di cm 30 × 40?

13. Quante righe vengono analizzate in 1/50 di secondo in un sistema a 625 righe interlacciate?

14. Qual'è la funzione della telecamera o camera elettronica?

15. Che cos'è un moltiplicatore elettronico?

16. Quali sono le relazioni esistenti fra « definizione verticale » e « definizione orizzontale »?

17. Che cosa s'intende per « distorsione di apertura »?

18. Spiega perchè sarebbe inopportuno usare per la deflessione del pennello catodico una forma d'onda sinoidale anzichè a dente di sega.

RISPOSTE

1. Per l'acuità visiva del nostro occhio, che non consente di risolvere due punti all'interno di un angolo di un minuto d'apertura col vertice nella pupilla.

2. Perchè con forte illuminazione dello schermo televisivo (specialmente nei bianchi violenti dell'immagine) solo con oltre 60 quadri al secondo (30 immagini complete) è possibile annullare lo sfarfallio. Con lo standard italiano di 50 quadri (25 immagini) al secondo l'illumina zione dello schermo non deve essere molto spinta se non si vuole avere uno sfarfallio disturbante.

3. La potenza di cresta erogata dal trasmettitore video è di circa kW 3,5 con lo standard italiano con 5 megahertz di banda video, mentre è di circa kW 5 con lo standard americano con 4 megahertz di banda video.

4. La definizione di un'immagine è la fedeltà con la quale vengono riprodotti i dettagli e la nettezza dei contorni degli elementi dell'immagine stessa. In un certo senso la misura della definizione consiste nel paragone fra l'immagine originale e quella riprodotta.
Molto sovente la definizione è riferita al numero di righe d'analisi sottintendendo un'uguaglianza di definizione nei due sensi: verticale e orizzontale.

5. La persistenza visiva o retinea dell'occhio è la facoltà di ritenere (conservare) la sensazione visiva per un breve tempo dopo che la reale immagine eccitante viene soppressa. Il suo valore è di circa 1/20 di secondo.

6. L'assenza dei segnali equalizzatori in un sistema d'analisi a righe interlacciate, provocherebbe un'incertezza nella posizione delle righe dispari nei rispetti delle righe pari, risultandone una spaziatura irregolare od un abbinamento, cosa quest'ultima che ridurrebbe a metà l'effettivo numero di righe di analisi.

7. In assenza dei segnali di soppressione orizzontale, le righe di ritorno, divenute visibili, tenderebbero a schiarire e confondere le spaziature oscure esistenti fra le righe attive d'analisi riducendo così il contrasto generale dell'immagine: in assenza dei segnali di soppressione verticale, l'immagine sarebbe attraversata e deturpata da righe luminose inclinate.

8. Tutte le righe orizzontali che contribuiscono alla riproduzione dei dettagli dell'immagine ricevuta sul tubo catodico sono da considerarsi righe « attive ». Tutte le altre righe (ritorni) che vengono soppresse dagli appositi segnali di soppressione trasmessi contemporaneamente a segnali sincronizzanti, sono da considerarsi righe inattive.

9. Assumendo la massima frequenza video di 5.000.000 di periodi (15esima armonica) la frequenza fondamentale sarà 5.000.000/15 = 333.333 periodi.
D'altra parte il tempo totale richiesto per ogni riga d'analisi è 1/15625 di secondo. Ciò premesso, il numero delle onde fondamentali rettangolari è uguale a 333.333/15625 = 21 circa. Tenendo presente che il tempo di soppressione del ritorno orizzontale è circa il 15% del tempo totale di ogni riga d'analisi, il numero di fondamentali effettivamente visibili sarà $21 \times 0{,}85 = 18$ circa.
Infine poichè ogni onda fondamentale comprende due alternanze (una bianca ed una nera) il numero dei quadratini per riga sarà $18 \times 2 = 36$ 18 quadratini bianchi e 18 quadratini neri alternati).

10. Lo « spot » percorre una riga di 40 cm di lunghezza in 1/15625 di secondo; ciò significa 6250 metri al secondo. Poichè un'ora conta 3600 secondi, si avrà $6250 \times 3600 = 22.500.000$ m/ora = 22.500 km/ora.

11. Un'area elementare è la più piccola area di un'immagine reale che può esser risolta in ogni istante dall'organo analizzatore e tradotta in impulso elettrico. L'area elementare si identifica praticamente con lo « spot » analizzatore, traccia del pennello elettronico sullo schermo fluorescente.

12. Anzitutto il numero di righe attive $\mathbf{R_a}$ è uguale a $\mathbf{R_t} - \mathbf{R_i}$ ove $\mathbf{R_t}$ è 625, mentre $\mathbf{R_i}$ è uguale a $625 \times 0{,}07 = 44$ righe inattive soppresse. Quindi $625 - 44 = 581$ righe attive visibili. La distanza fra ogni riga sarà pertanto 300/581 = 0,52 mm. Poichè il limite di acuità visiva risolutiva è un angolo di un minuto, ed un angolo di un minuto equivale a 0,000291 radianti, si ha la proporzione:

$$\frac{x}{1} = \frac{0{,}52}{0{,}00029} = \frac{5200}{2{,}9} = 1{,}80 \text{ m circa.}$$

La distanza critica d'osservazione è quindi di 1,80 m circa.

13. 312,5 righe componenti un quadro.

14. La telecamera è l'organo che provvede a tradurre in impulsi elettrici un'immagine ottica proiettata da un obbiettivo su una speciale piastra fotosensibile esplorata dallo « spot » di un pennello elettronico.

15. Un moltiplicatore elettronico è un dispositivo amplificatore elettronico che utilizza il principio dell'emissione secondaria. Sotto piccolo volume consente dei guadagni in tensione che possono raggiungere le decine di milioni di volte.

16. Entrambe le definizioni, verticale ed orizzontale, sono evidentemente legate al diametro dello « spot » analizzatore. Però mentre il diametro dello « spot » delimita esattamente lo spessore delle righe d'analisi e quindi fissa in modo preciso la « definizione verticale », la « definizione oizzontale » non ha tale limitazione. Lo « spot » analizzatore muovendosi lungo ogni riga con moto continuo uniforme può risolvere elementi dell'immagine con una « definizione orizzontale » anche superiore alla « definizione verticale ». A causa però della limitazione della banda video-passante, imposta dalle norme dello « standard » (5 megahertz), la definizione nei due sensi verticale e orizzontale, risulta uguale.

17. Viene chiamata « distorsione d'apertura » la forma d'onda risultante dal moto analizzatore di un'area di dimensione finita lungo una riga d'analisi, raffrontata alla forma d'onda ideale ottenuta nello stesso moto d'analisi da un'area infinitamente piccola.

18. Il principale inconveniente della forma d'onda sinoidale usata per le deflessioni del pennello catodico, è che lo « spot » non si può muovere di moto uniforme attraverso lo schermo. Ne deriverebbero pertanto distorsioni geometriche dell'immagine, distorsioni di contrasto e luminosità, irregolarità della banda video-passante.

Autorizzazione del Tribunale di Milano 16 - 1 - 61 - N. 5502 del Registro
Direttore responsabile ALFONSO GIOVENE - Proprietà della Editrice Il Rostro
Distribuzione in abbonamento postale - Gruppo II

CORSO
TEORICO - PRATICO DI
TELEVISIONE

DISPENSA

N. 4

SOMMARIO

Chiave per le risposte alle domande della dispensa 3ª.

LEZIONE VI

Ancora sullo standard — Le norme dei principali standard TV — I) Standard americano R.M.A. a 525 righe — II) Standard francese ad alta definizione a 819 righe — III) Standard inglese della B.B.C. a 405 righe — Caratteristiche dei principali standard di televisione — Caratteristiche ufficiali dello standard italiano a 625 righe.

LEZIONE VII

Segnali sincronizzanti e loro scopo — 1) Le forme d'onda a denti di sega per la deviazione dei pennelli elettronici — 2) Metodi di scansione; a) Scansione o analisi progressiva o continua; b) Scansione o analisi interlacciata.

TUTTI I DIRITTI RISERVATI ALLA
EDITRICE IL ROSTRO - MILANO

TIPOGRAFIA EDIZIONI TECNICHE - MILANO - VIA BALDO DEGLI UBALDI 6

Chiave per le risposte alle domande della dispensa 3ª (lezioni I, II, III, IV, V).

Numero della domanda	Risposta esatta
1	b)
2	a)
3	d)
4	b)
5	a)
6	c)
7	d)
8	c)
9	c)
10	a)
11	c)
12	d)
13	a)
14	b)
15	c)
16	a)
17	b)
18	b)
19	c)
20	b)
21	a)
22	b)
23	b)
24	d)
25	a)
26	c)
27	d)

Numero della domanda	Risposta esatta
28	c)
29	a)
30	b)
31	b)
32	b)
33	c)
34	a)
35	d)
36	c)
37	a)
38	b)
39	b)
40	d)
41	a)
42	b)
43	a)
44	c)
45	(appross.) d)
46	(appross.) b)
47	(appross.) c)
48	(appross.) c)
49	b)
50	a)
51	c)
52	a)
53	b)
54	c)
55	a)

LEZIONE VI

ANCORA SULLO « STANDARD »

Nota sulle caratteristiche dello standard TV italiano a 625 righe.

Sul n. 84 della Gazzetta Ufficiale dell'8 aprile 1952 è pubblicato il decreto relativo allo standard per le trasmissioni televisive adottato dal Governo Italiano.

Dai diagrammi che pubblichiamo nel testo di questa dispensa VI si può rilevare che esso comporta una differenza rispetto a quello proposto dal C.C.I.R. (standard europeo) nel gruppo dei segnali di sincronizzazione di quadro che consta pertanto di due serie di 5 impulsi rettangolari di egualizzazione a doppia frequenza di riga che precedono e seguono il segnale di quadro vero e proprio costituito da un impulso rettangolare lungo intagliato da 4 impulsi rettangolari stretti (totale 5 impulsi rettangolari larghi).

Si presenta sovente il caso, al tecnico specializzato in TV, di modificare od adattare ricevitori di provenienza estera e quindi previsti per funzionare su « standard » differenti, in modo da poter funzionare con lo « standard » italiano del quale sono state date tutte le norme tecniche nella lezione V.

E' molto utile pertanto conoscere le norme tecniche degli « standard » più diffusi e cioè: lo standard americano, lo standard inglese e lo standard francese.

Abbiamo raccolto qui di seguito tali norme, che costituiranno una utilissima guida e documentazione generale pel tecnico TV.

Nel caso specifico della modifica di ricevitori televisivi previsti per altri « standard », differenti da quello italiano, occorre riconoscere che la possibilità di una facile conversione secondo precise norme tecniche che verranno indicate più innanzi trattando dei ricevitori, esiste solo pei ricevitori di provenienza americana.

Con ciò non si vuole escludere in modo assoluto la possibilità di convertire ricevitori di costruzione inglese o francese per funzionare sullo standard italiano. Le modifiche saranno però di maggiore entità e difficoltà.

La maggior facilità di conversione del ricevitore americano allo standard italiano deriva:

a) dallo stesso senso di modulazione « video »: modulazione negativa;
b) dallo stesso sistema di modulazione « audio »: modulazione di frequenza;
c) dalla larghezza di banda dei vari canali di ricezione non molto dissimile: 6 MegaHertz in luogo di 7 MegaHertz dello standard italiano;
d) dalla larghezza della banda « video » non molto dissimile: 4 MegaHertz in luogo dei 5 MegaHertz della standard italiano;
e) dalla frequenza di riga (od orizzontale) poco dissimile: 15.750 in luogo di 15.625 dello standard italiano (ciò facilita il sincronismo di riga);
f) dalla frequenza di quadro facilmente riducibile: da 60 a 50 dello standard italiano.

LE NORME DEI PRINCIPALI STANDARD TV

Elementi fondamentali comuni a tutti gli standard:

Il periodo di riga in μsec, indicato col simbolo *H*: tempo impiegato dall'elemento analizzatore per passare dall'inizio di una riga all'inizio della riga successiva. - Somma della durata di una riga e della durata del tempo di ritorno riga.

Il periodo verticale o di quadro in frazioni di sec. o in periodi di riga, indicato col simbolo *V*: tempo impiegato dall'elemento analizzatore per passare dall'inzio di un quadro (analisi parziale) all'inizio del quadro successivo. - Somma della durata di analisi parziale e della durata del tempo di ritorno immagine.

Gli impulsi di sincronizzazione orizzontale o di riga per il pilotaggio del raggio catodico in senso orizzontale, caratterizzati dal periodo di riga *H*. - Loro durata in frazioni del periodo di riga *H*.

Gli impulsi di soppressione, o spegnimento, o cancellazione orizzontale per l'interdizione del raggio catodico durante il tempo di ritorno riga, caratterizzati dal periodo di riga *H*. - Loro durata in frazioni del periodo *H*.

Gli impulsi di sincronizzazione verticale per il pilotaggio del raggio catodico in senso verticale, caratterizzati dal periodo verticale *V*. - Loro durata in periodi *H*.

Gli impulsi di soppressione, o spegnimento, o cancellazione verticale per l'interdizione del raggio catodico durante il tempo di ritorno immagine caratterizzati dal periodo *V*. - Loro durata in frazioni del periodo *V* o in periodi *H*.

Il livello nero.

Polarità della modulazione video.

Modulazione di ampiezza per il video.

Analisi interlacciata, o intercalata, o interlineata, caratterizzata dal processo di scansione nel quale le righe successivamente analizzate sono distanziate per lasciar posto ad una o più serie di righe adiacenti che vengono analizzate durante cicli successivi della frequenza verticale. Ciò conduce a considerare il numero di quadri interlacciati per *immagine* (o quadro completo), uguale a 2 in tutti gli standard attualmente vigenti.

E' noto che l'analisi progressiva, o continua, per la quale le righe di analisi successive adiacenti vengono percorse in una direzione praticamente parallela ad un lato (quello orizzontale generalmente) dalla figura, è stata abbandonata per la televisione circolare perchè comporta una frequenza video massima doppia di quella relativa all'analisi interlacciata, a parità di effetto fisiologico ottico.

Formato dell'immagine: attualmente il rapporto di immagine è fatto uguale a 4/3 col lato orizzontale più lungo. Questa conclusione è stata assunta anche per normalizzazione col cinema.

I) STANDARD AMERICANO R.M.A. A 525 RIGHE

Il segnale normale R.M.A. è stato adottato, con qualche lieve modifica di forma dei componenti, nello standard internazionale europeo. Esso costituisce quindi la base del sistema televisivo italiano.

Canale televisivo (v. fig. 1) approvato dalla F.C.C. (Federal Communication Commission).

1. La Larghezza del canale normale di televisione circolare è di 6 MHz.
2. E' norma disporre la portante video 4,5 MHz più bassa in frequenza. rispetto alla portante audio non modulata.

3. E' norma disporre la portante audio non modulata 0,25 MHz più bassa del limite di frequenza superiore del canale.
4. La caratteristica di ampiezza della trasmissione video è quella di fig. 1.

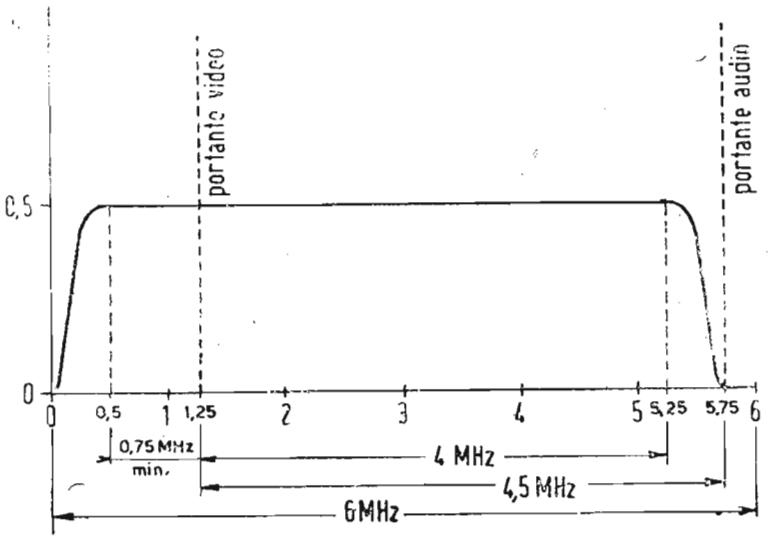


Fig. 1. — Larghezza di banda del canale di trasmissione TV americano (F.C.C. - R.M.A.)

5. Il numero normale di righe di analisi per ogni quadro completo è di 525, interlacciate 2 a 1.
6. La frequenza normale di immagine è di 30 Hz, e la frequenza normale di quadro è di 60 Hz.
7. Il rapporto dimensioni dell'immagine trasmessa è di 4 unità orizzontalmente e di 3 unità verticalmente.
8. E' norma, durante i tempi di scansione attiva, analizzare la scena da sinistra a destra orizzontalmente e dall'alto in basso verticalmente, a velocità uniformi.
9. E' norma nella trasmissione televisiva modulare una portante in un singolo canale televisivo per entrambi i segnali video e di sincronizzazione, i due segnali comprendono differenti tassi di modulazione in ampiezza.
10. E' norma che una diminuzione nell'intensità luminosa dell'immagine trasmessa provochi un aumento nella potenza irradiata (modulazione negativa).
11. E' norma che il livello del nero sia rappresentato da un livello definito della portante, indipendentemente dalla luce e dall'ombra dell'immagine.

12. E' norma trasmettere il livello del nero al 75% (con una tolleranza di ± 2,5%) dell'ampiezza massima (cresta) della portante.

Modulazione del segnale audio

13. E' norma usare la modulazione di frequenza (FM) per la trasmissione televisiva con una variazione massima di frequenza ± 25 kHz.
14. E' norma operare una pre-emphasis (preaccentuazione) nella trasmissione del suono in accordo con la caratteristica frequenza-impedenza di un circuito a resistenza e induttanza in serie avente una costante di tempo di 100 μsec.

Segnali di sincronizzazione

15. E' norma nella trasmissione televisiva irradiare una forma d'onda sincronizzante che sia ricevibile da un ricevitore rispondente alla forma d'onda sincronizzante di fig. 2.
16. E' norma che gli intervalli di tempo fra i fronti anteriori degli impulsi orizzontali consecutivi differiscano meno dello 0,5% dell'intervallo medio.
17. E' norma classificare un trasmettitore video in termini della potenza di cresta durante la trasmissione di un segnale normale di televisione.
18. E' norma che nella modulazione di un trasmettitore video l'ampiezza del segnale a RF (radio frequenza) sia il 15% dell'ampiezza di cresta, per il massimo bianco.
    N.B. — Per permettere il sistema di ricezione inter-carrier la portante video non può mai ridursi a zero, quindi il massimo bianco corrisponde al 15% dell'ampiezza della portante.
19. E' norma impiegare per la trasmissione audio, una potenza portante irradiata non modulata non minore del 50% o non maggiore del 100% della potenza di cresta irradiata per la trasmissione video.
20. E' norma per la televisione circolare irradiare segnali aventi polarizzazione orizzontale.

La fig. 2/1 è relativa alla fine dell'analisi dei quadri pari: il segnale video è soppresso per un periodo pari a 19 righe. Poichè la durata dello spegnimento verticale è stata praticamente aumentata, il numero di righe effettivamente soppresso in tale intervallo di tempo giunge sino a 21. Durante il periodo di soppressione verticale, ha luogo il segnale di sincronizzazione verticale che inizia all'istante t_1 della durata di 3 righe.

Esso è preceduto e seguito da segnali di equalizzazione, di periodo 0,5 H (ossia di frequenza doppia di quella dei segnali sincronizzanti di riga), per la durata di 3 H prima e dopo.

Questi extraimpulsi sono presenti anche nel segnale di sincronismo verticale vero e proprio, il quale risulta pertanto intagliato e suddiviso in 6 impulsi larghi parziali, di 0,4 H. Lo scopo degli extraimpulsi equalizzati è quello di conservare una perfetta simmetria intorno al segnale di sincronismo verticale

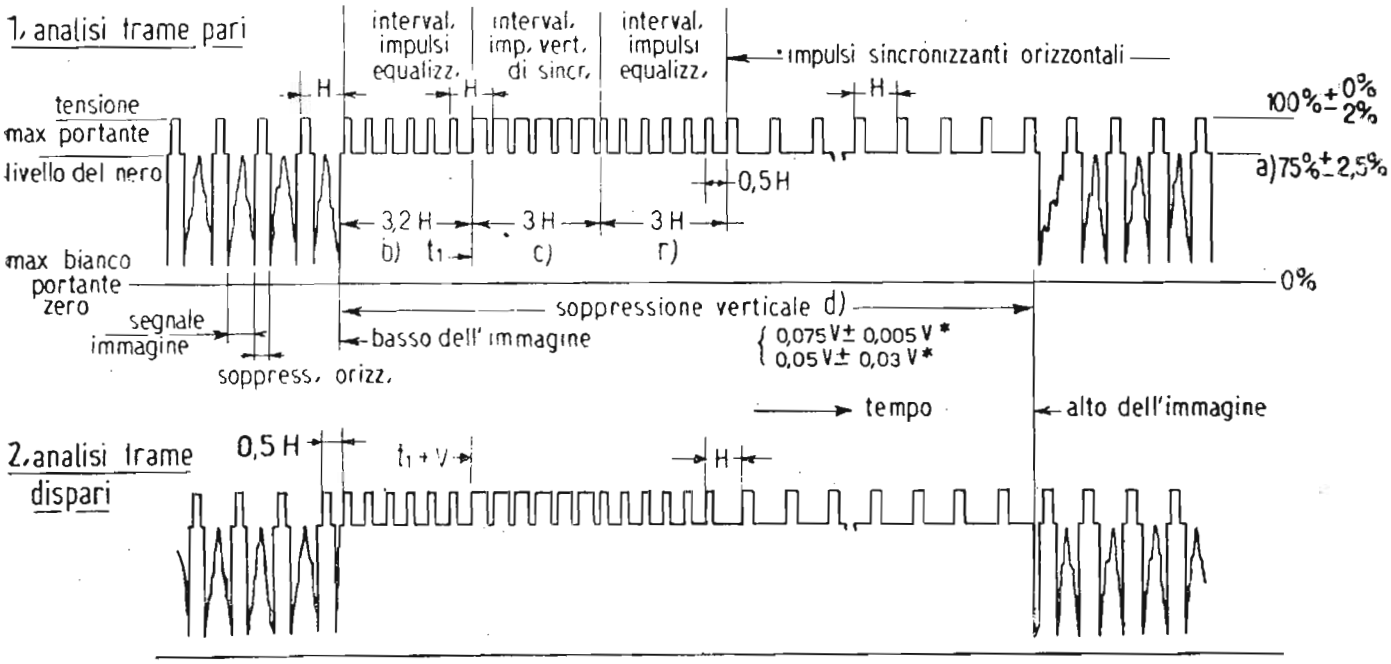


Fig. 2. — Segnali sincronizzanti nello standard americano 525 righe (F.C.C. R.M.A. **1** - Segnale verticale alla fine dei quadri pari; **2** - Segnale verticale alla fine dei quadri dispari.

sia nell'analisi dei quadri dispari, sia nell'analisi dei quadri pari. Il loro ufficio è appunto quello di simmetrizzare l'azione, in modo che l'impulso verticale si verifichi nelle identiche condizioni per entrambi i periodi di scansione (quadri).

Durante il periodo di soppressione verticale sono assenti i segnali video, perchè la trasmissione corrisponde al livello del nero, per cui anche il ritorno verticale non è visibile. Detto ritorno in ricezione non inizia che poco prima della metà del segnale sincronizzante intagliato, nell'istante in cui il circuito di deviazione di quadro è forzato a produrre il ritorno (fronte rapido) dell'onda di scansione a dente di sega.

La maggior parte del tempo fra l'inizio dello spegnimento e l'inizio del ritorno di quadro è dovuta agli impulsi equalizzatori. Il fronte posteriore del dente di sega verticale dipende dal

circuito di deflessione adottato, ma deve in ogni caso essere completato nel periodo di spegnimento, per modo che il raggio elettronico sia nuovamente attivo quando l'impulso di soppressione è ultimato. Se il tempo di ritorno è di 3 H ed inizia dopo il secondo impulso largo del segnale di sincronismo verticale, vengono poi cancellate 4 righe orizzontali in basso nell'immagine; tre righe vengono poi cancellate dal basso all'alto del quadro durante il ritorno verticale, ed infine altre righe (da 6 a 14) vengono rese invisibili all'alto dell'immagine nell'intervallo di tempo intercedente fra la fine dell'impulso sincronizzante verticale e la fine del periodo di soppressione. Questa perdita di righe attive è necessaria per assicurare il completamento del ritorno verticale ed ottenere la necessaria linearità della traccia attiva prima di riprendere la scansione dell'immagine. Gli impulsi sincronizzanti orizzontali vengono mantenuti durante tutto l'intervallo di soppressione di quadro per non interrompere la continuità della produzione di righe di analisi.

In fig. 2/1, relativa all'analisi dei quadri pari, il primo impulso equalizzatore si verifica dopo l'intero periodo H dall'inizio del segnale sincronizzante dell'ultima riga utile, perchè l'impulso di soppressione di quadro principia praticamente alla fine di essa (col leggero anticipo di 0,2 H dovuto allo spegnimento orizzontale); l'ultimo segnale di equalizzazione precede di 0,5 H il regolare impulso di linea nell'intervallo di soppressione di quadro.

Nell'analisi dei quadri dispari per effetto dell'interlacciato lo spegnimento verticale inizia a metà dell'ultima riga dispari attiva, per cui il primo impulso equalizzatore si verifica a metà intervallo di riga (0,5 H) dall'inizio del segnale sincronizzante di detta ultima riga dispari attiva; l'ultimo impulso equalizzatore precede ora il primo regolare segnale orizzontale dell'intero periodo H nell'intervallo di soppressione verticale. La fig. 2/2 rispecchia questo stato di cose; essa differisce dalla fig. 2/1 per lo spostamento di mezza riga, mentre il periodo di 9 righe occupato dagli impulsi di pre e post equalizzazione e del segnale sincronizzante di quadro è identico in entrambe le figg. 2/1 e 2/2. Se t_1 rappresenta l'istante in cui nell'analisi dei quadri pari in fig. 2/1 inizia il segnale sincronizzante verticale, questo ultimo principia all'istante $t_1 + V$ nell'analisi dei quadri dispari in fig. 2/2. Il livello del nero è mantenuto uguale al 75 ± 2,5% della portante massima e i picchi di sincronismo raggiun-

gono l'altezza di quest'ultima, assunto come 100% di modulazione (modulazione negativa).

Osservazioni relative alla fig. 2:

1. H = tempo fra l'inizio di una riga e l'inizio della riga adiacente.
2. V =tempo fra l'inizio di un quadro e l'inizio del quadro immediatamente successivo.
3. I fronti anteriori e posteriori dello spegnimento verticale devono essere completati in meno di 0,1 H.
4. Le pendenze dei fronti anteriori e posteriori dello spegnimento orizzontale devono essere sufficientemente ripide da garantire la costanza delle larghezze minima e massima con qualunque segnale video.
5. L'asterisco con cui sono contrassegnate alcune quote significa che le tolleranze date sono ammissibili solo per lunghi intervalli di tempo e non per cicli successivi.
6. Per i ricevitori il ritorno verticale deve essere completato in 0,07 V.
7. L'area degli impulsi equalizzatori deve essere compresa fra 0,45 e 0,5 volte l'area degli impulsi di sincronismo orizzontale.

Essendo il numero di righe nominale 525 e la frequenza di quadro 60 Hz, consegue che la frequenza di immagine è di 30 Hz, per cui:

$$H = \frac{1}{525 \times 30} = 63{,}5 \ \mu\text{sec} = \text{periodo di riga}$$

$$V = \frac{1}{60} = 0{,}01668 \ \text{sec} = \text{periodo di quadro}$$

Durata dell'impulso sincronizzante orizzontale alla base = = (0,07 ÷ 0,09) H= 4,45 ÷ 5,72 μsec

Durata dell'impulso largo sincronizzante verticale alla base = = 0,43 H = 27,3 μsec

Durata dell'impulso equalizzatore alla base = 0,04 = 2,54 μsec

Larghezza totale del canale = 6 MHz

Frequenza video massima (banda passante) non attenuata = 4 MHz

Polarizzazione dell'emissione video: orizzontale.

II) STANDARD FRANCESE AD ALTA DEFINIZIONE A 819 RIGHE.

Caratteristiche salienti di questo standard sono:

— la larghezza del canale = 14 MHz
— l'assenza di impulsi equalizzatori
— la presenza di un unico segnale di sincronizzazione verticale non tagliato, della durata inferiore a mezza riga.
— la polarità positiva della trasmissione.

La composizione del segnale normale è semplicissima, ciò che rappresenta una notevole semplificazione nelle apparecchiature trasmittenti e negli strumenti di laboratorio (generatori di segnali di sincronismo) a tutto vantaggio della sicurezza del loro funzionamento e della continuità dei servizi, essendo eliminate molte cause di irregolarità.

Con questo segnale standard, diviene opportuno ricorrere a circuiti di separazione dei segnali di sincronismo verticale da quelli orizzontali, che si differenziano alquanto dai circuiti integratori convenzionali, dimostrandosi particolarmente adatta la separazione per picco inverso, come si dirà nel seguito, trattando appunto questo argomento. Nella pratica la stabilità della sincronizzazione si è dimostrata altrettanto buona che con gli standard più complessi. Qualche riserva va fatta in presenza di forti e continui disturbi parassitari, ma in tal caso si rende necessaria l'adozione di speciali circuiti per la stabilizzazione della frequenza del generatore di denti di sega orizzontali di riga, con qualsiasi tipo di standard. Anche di ciò si tratterà in seguito.

Queste norme furono rese note con un primo Decreto Governativo in data 20 novembre 1948 che fissa l'adozione delle 819 righe, quindi da un secondo decreto del 15 aprile 1949 che precisa il complesso delle Norme. In entrambi i decreti è detto che per un periodo di 10 anni verrà mantenuto accanto al sisitema ad alta definizione anche il sistema di emissioni a 445 righe.

NORME PER IL SISTEMA NAZIONALE FRANCESE DI TELEVISIONE IN NERO E BIANCO A 819 RIGHE (ALTA DEFINIZIONE).

Canale di televisione

1. La larghezza del canale normale per le emissioni di televisione è di 14 MHz.
2. La portante video è posta ad una frequenza superiore di

11,15 MHz rispetto alla frequenza della portante audio.

3. La portante audio si trova a 0,1 MHz al di sopra del limite di frequenza inferiore del canale.
4. Le caratteristiche di un emettitore ideale tipico sono quelle mostrate in fig. 3.
5. Il numero totale di righe per immagine è di 819 righe, interlacciate 2 a 1.
6. La frequenza di riga è di 20475 ± 0,1% Hz, corrispondenti ad una frequenza di quadro di 50 Hz.
7. Il formato dell'immagine di televisione emessa è di 4 unità in senso orizzontale e di 3 unità in senso verticale.

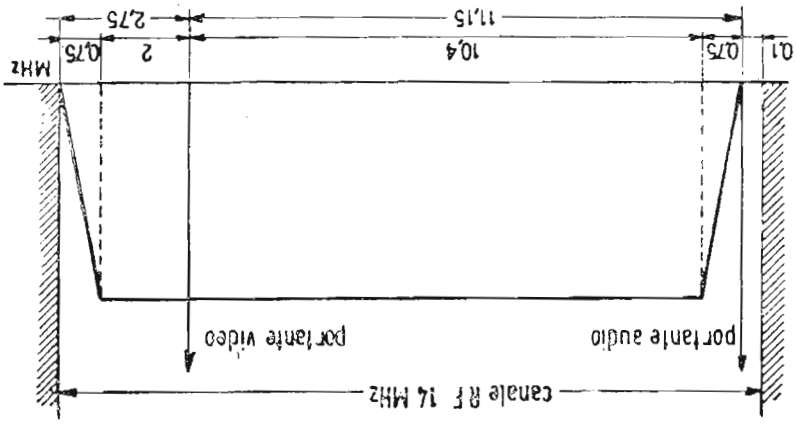


Fig. 3. — Larghezza di banda del canale di trasmissione TV francese 819 righe.

8. Durante i periodi attivi di analisi, l'immagine è analizzata orizzontalmente da sinistra a destra e verticalmente dall'alto in basso, a velocità uniformi.
9. Per la trasmissione video si utilizza la modulazione di ampiezza con bande laterali asimmetriche secondo la fig. 3.
10. Un aumento della intensità luminosa dell'immagine provoca un aumento della potenza RF trasmessa (modulazione positiva).
11. Il livello di base (livello del nero normale) è rappresentato da un livello della portante indipendente dal chiaro-scuro dell'immagine; questo livello è trasmesso al 28% (con una tolleranza di ± 2,5%) dell'ampiezza massima della portante.
12. Nella modulazione del trasmettitore video il livello corrispondente ai picchi di sincronismo è uguale al 3% dell'ampiezza massima della portante.

13. I segnali di sincronizzazione del video hanno le forme date nelle figure 4 e 5.

14. Per la trasmissione del suono si utilizza la modulazione di ampiezza.

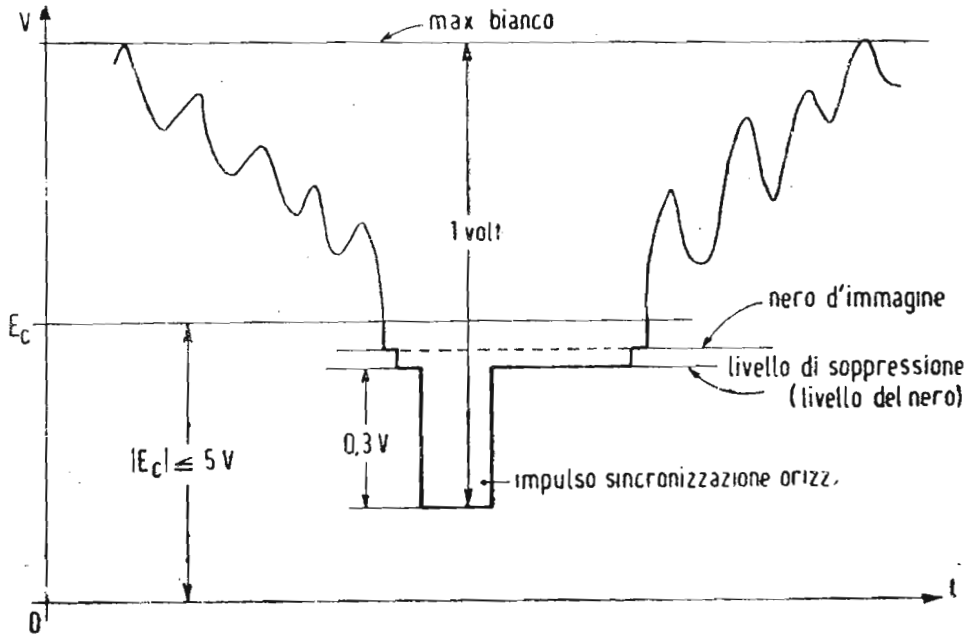


Fig. 4. — Dettaglio del segnale video francese 819 righe. Sincro orizzontale.

In fig. 3 è rappresentata la caratteristica di un trasmettitore video ideale. La banda passante non attenuata è di 10,4 MHz, la quale comporta non lievi difficoltà di trasmissione e fa sentire la sua influenza sul costo dei ricevitori, che devono essere provvisti di un numero di stadi superiori a quelli necessari per la ricezione di bande più strette dovute a minor numero di righe.

La forma del segnale normale di sincronizzazione è indicata in fig. 5. In essa si nota la presenza di un unico impulso di sincronismo verticale della durata di 0,4 H. Il periodo di soppressione verticale elimina ben 41 righe, 4 delle quali prima dell'impulso sincronizzante di quadro, le rimanenti 37 sono invece cancellate successivamente a tale segnale.

Si osservi l'assenza di impulsi egualizzatori e la bella semplicità di questo segnale, che appunto per questa sua dote, uni-

tamente alla sicurezza del mantenimento del sincronismo, rappresenta un vanto per la tecnica televisiva francese.

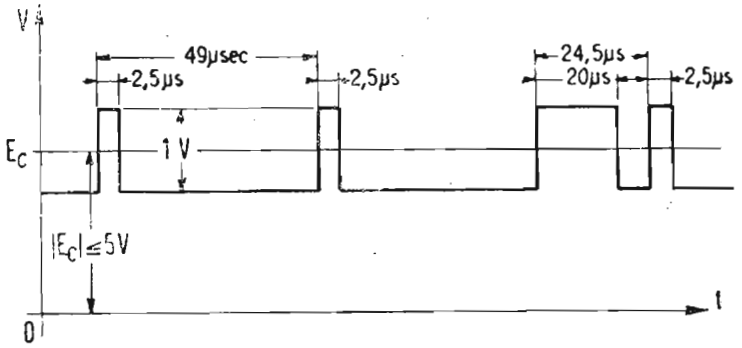


Fig. 5. — Dettaglio del segnale video francese 819 righe. Sincro combinato riga e quadro.

III) STANDARD INGLESE DELLA B.B.C. A 405 RIGHE.

E' confermato che la BBC utilizzerà il sistema a 405 linee ancora per vari anni, confortata dai brillantissimi risultati che esso fornisce; infatti è generalmente riconosciuto che le immagini televisive inglesi sono tra le più belle del mondo.

Canale di televisione

1. La larghezza d'un canale normale per le emissioni di televisione è di 5 MHz.
2. La portante video è posta ad una frequenza inferiore di 3,5 MHz alla frequenza della portante audio.
3. Il numero totale di righe è di 405 righe interlacciate 2 a 1.
4. La frequenza di riga è di 10125 ± 0,1% Hz, corrispondente ad una frequenza di quadro di 50 Hz.
5. Il formato dell'immagine di televisione emessa è di 5 unità nel senso orizzontale per 4 unità nel senso verticale.
6. Nei periodi attivi d'analisi, l'immagine è analizzata orizzontalmente da sinistra a destra e verticalmente dall'alto in basso, a velocità uniformi.
7. Per l'emissione della visione si utilizza la modulazione di ampiezza con bande laterali asimmetriche.
8. Un aumento dell'intensità luminosa dell'immagine provoca un aumento d'intensità della portante trasmessa (modulazione positiva .

9. Il livello nero normale è rappresentato da un livello di portante determinato, indipendente dal chiaro-scuro della immagine; questo livello è emesso al 30% (con una tolleranza di ± 2,5%) dell'ampiezza massima della portante.
10. Il segnale di sincronizzazione dell'emissione video ha la forma rappresentata nella fig. 6.

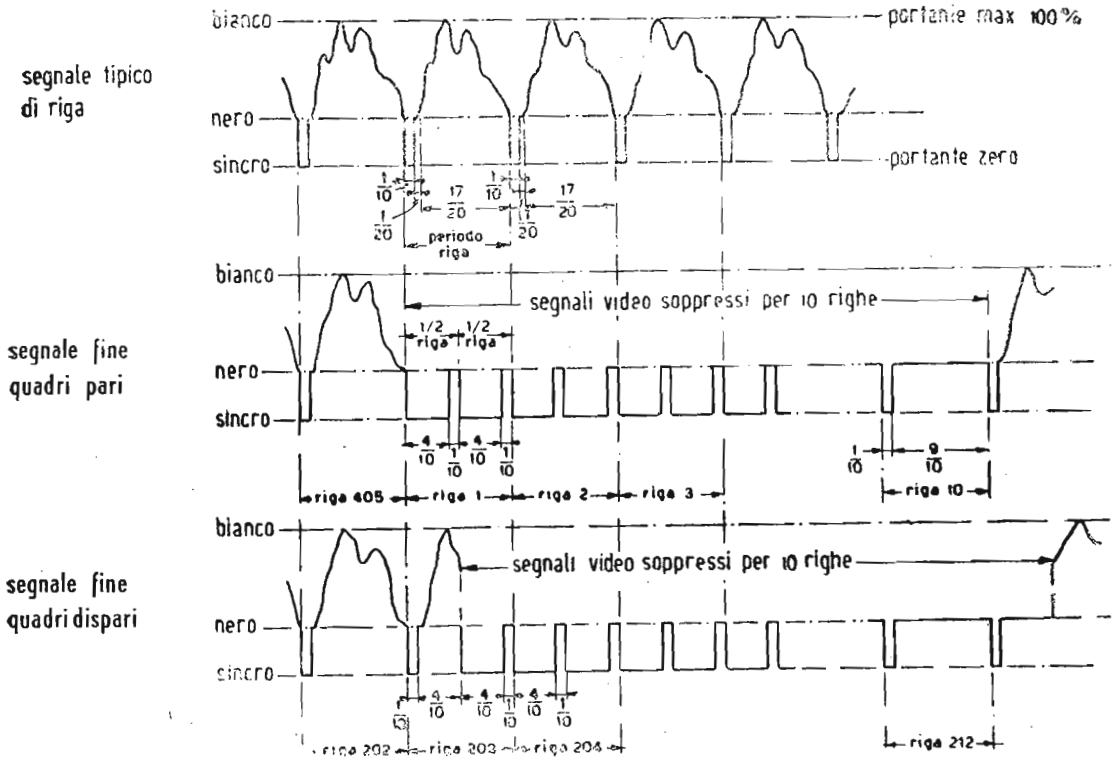


Fig. 6. — Segnali sincronizzanti nello standard inglese 405 righe. *a*) sincro normale di riga (orizzontale); *b*) sincro verticale alla fine quadri pari; *c*) sincro verticale alla fine quadri dispari.

11. Per l'emissione del suono si utilizza la modulazione di ampiezza.

Essendo il numero di righe nominali 405 e la frequenza di quadro 50 Hz, consegue che la frequenza di immagine è 25 Hz, per cui:

$$H = \frac{1}{405 \times 25} = 99{,}8 \ \mu\text{sec} = \text{periodo di riga}$$

$$V = \frac{1}{50} = 0{,}02 \ \text{sec} = \text{periodo di quadro}$$

Durata dell'impulso sincronizzante di riga = 0,1 H = 9,98 μsec

Durata dell'impulso largo sincronizzante verticale = 0,4 H = 39,92 μsec

Larghezza del canale = 5 MHz

Frequenza video massima (banda passante) = 2,7 MHz

Polarizzazione dell'emissione video verticale

* * *

Abbiamo voluto dare in questa lezione un quadro della situazione internazionale degli standards televisivi.

Queste nozioni sono indispensabili al tecnico specializzato in TV, sia per il sempre più intenso scambio commerciale di ricevitori TV da una nazione all'altra, ricevitori quindi costruiti per funzionare con differenti standard, sia per il diffondersi della tendenza lodevolissima di scambi internazionali di programmi televisi.

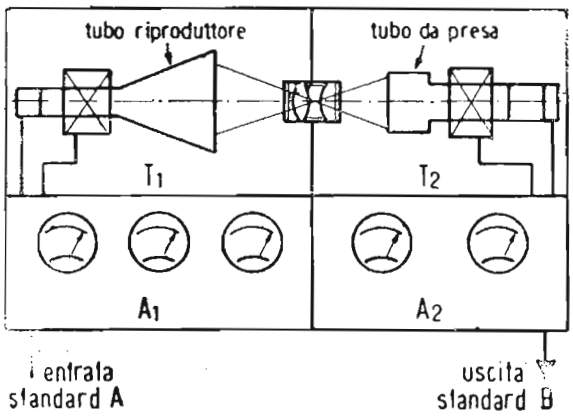


Fig. 7. — Schema di principio di un convertitore di standard. A_1: ricevitore-amplificatore standard TV in arrivo; A_2: amplificatore d'uscita nuovo standard TV in partenza.

Ciò è divenuto possibile con la realizzazione, sotto varie soluzioni tecniche, di dispositivi detti « convertitori di standard ».

Il principio su cui si basano tali « convertitori di standard » è il seguente (fig. 7).

Una trasmissione di televisione in arrivo su uno standard A viene ricevuta e riprodotta in modo impeccabile sullo schermo di un tubo catodico con immagine intensiva di piccolo formato T_1 - fig. 7). Tale immagine viene proiettata mediante un adatto obiettivo ottico sullo schermo fotosensibile di un tubo

analizzatore da presa preferibilmente del tipo « photicon » o « eriscope » a fotocatodo analizzato a superficie continua (di tali tubi analizzatori verrà trattato nelle prossime lezioni), che rianalizza immediatamente l'immagine ricevuta, trasformandola, sotto forma di video correnti, secondo le caratteristiche proprie di un altro standard *B*.

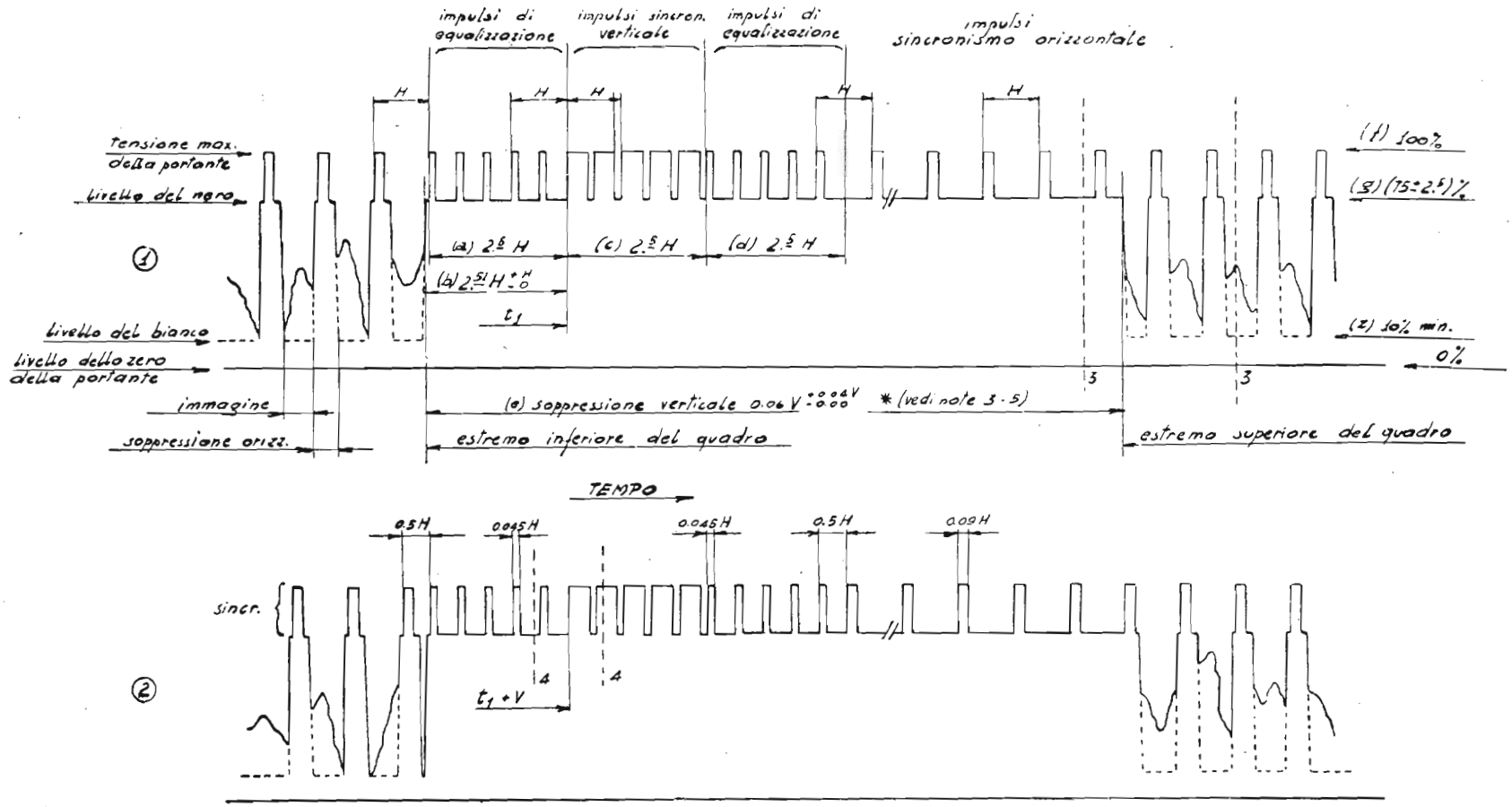
La rigatura d'analisi presente sullo schermo del tubo ricevente T_1 viene attenuata sottoponendo lo « spot » ad una leggera vibrazione trasversale al senso di spostamento orizzontale di scansione (sistema « wobbulation »).

Naturalmente se la conversione viene fatta da uno standard di maggiore definizione ad uno di minore definizione quest'ultimo non avverte praticamente alcuna degradazione o difetto dell'immagine nei rispetti della qualità sua normale (caso ad es. di trasmissioni francesi inviate in Inghilterra). Non così si verifica se la conversione si effettua da uno standard inferiore verso uno superiore, nel qual caso l'immagine normale di quest'ultimo viene degradata alla qualità e definizione proprie dello standard inferiore (caso ad es. dell'invio di trasmissioni TV dall'Inghilterra alla Francia).

CARATTERISTICHE DEI PRINCIPALI STANDARD DI TELEVISIONE

	R.M.A. (FCC)	C.C.I.R. e italiano	Francese 819 linee	B.B.C. (inglese)
Analisi				
1) Senso di analisi . . .	orizzontalmente da sinistra a destra; verticalmente dall'alto in basso			
2) Formato d'immagine (rapporto di dimens.) . .	4/3	4/3	4/3	5/4
3) Numero di righe nominali	525	625	819	405
4) Durata soppressione orizzontale	0,18 H max 11,42 μs max	0,2 H max 12,8 μs max	0,194 H max 9 μs max	0,155 H max 15,5 μs max
5) Durata soppressione verticale	21 H max 1,33 ms max	31,25 H max 2 ms max	41 H 2 ms max	10 H min 0,98 ms min
6) Frequenza verticale in Hz	60	50	50	50
7) N. quadri interlacciati per immagine	2	2	2	2
Sincronizzazione				
8) Forma impulsi	a fronte ripido (prossima alla rettangolare)			
9) Durata impulso sincro riga	0,09 H max 5,72 μs max	0,1 H max 6,4 μs max	0,051 H 2,5 μs	0,1 H 9,98 μs
10) Durata impulso largo sincro quadro	0,43 H 27,3 μs	0,43 H 27,5 μs	0,428 H 20 μs	0,4 H 39,9 μs
11) Esistenza impulsi sincro riga nel segnale soppressione quadro	SI	SI	SI	SI
12) N. impulsi larghi sincr. verticale	6	6 (C.C.I.R.) (5 (Italia)	1	8
13) N. segnali equalizzatori	6 + 6	6 + 6 (C.C.I.R.) (5÷7)+5 (Italia)	0	0
14) Livello del nero in % ampiezza massima . . .	75 ± 2,5	75 ± 2,5	28 ± 2,5	30 ± 2,5
Modulazione				
15) Polarità	negativa	negativa	positiva	positiva
16) Frequenza video max in MHz	4	5	10,4	2,7
17) Largh. totale del canale in MHz	6	7	14	5
R.F. video				
18) Polarizzazione . . .	orizz.	orizz.	orizz.	vert.
19) Potenza trasmett. in kW	5	5	—	17
R.F. audio				
20) Tipo di modulaz. . .	FM (25 kHz)	FM (50 kHz)	AM	AM
21) Posizione della portante audio rispetto alla portante video; scarto in MHz	+ 4,5	+ 5,5	— 11,15	— 3,5

Caratteristiche ufficiali dello standard italiano 625 righe



Le dimensioni orizzontali non sono in scala.

Fig. 8. — Questo diagramma comprende le modifiche introdotte dal Governo Italiano.

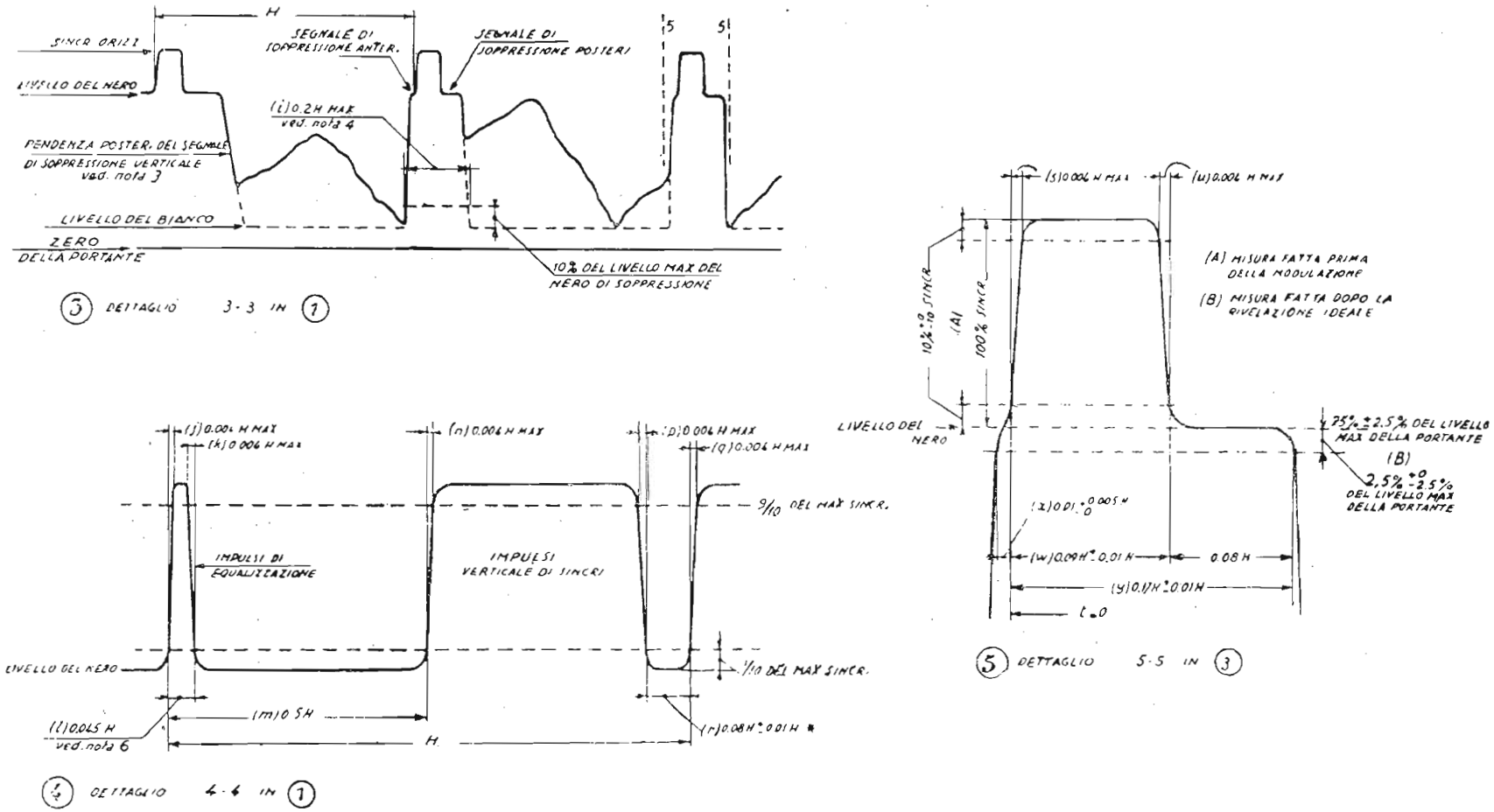


Fig. 9. — Dettagli della forma dei segnali sincronizzanti. Questi due grafici integrano le norme dello Standard italiano riportate nella Lezione V (della dispensa 3ª)

LEZIONE VII

SEGNALI SINCRONIZZANTI E LORO SCOPO

Abbiamo già visto nelle lezioni precedenti che il principio fondamentale impiegato in televisione è quello della scansione per punti dell'immagine. La scansione viene ottenuta spostando continuamente il fascetto elettronico o raggio catodico in modo da interessare successivamente e con una preordinata sequenza, tutte le aree elementari costituenti l'immagine. La legge di scansione deve essere assolutamente la stessa all'analisi (trasmissione) e alla sintesi (ricezione); in altri termini il processo di scansione deve essere tale che in ogni istante i pennelli elettronici del tubo di analisi e del tubo di sintesi occupino esattamente la stessa posizione sui reticoli rispettivi. Se questa condizione non è soddisfatta, la riproduzione dell'immagine è impossibile e la ricezione non può aver luogo.

La catena televisiva deve perciò contenere elementi tali da costituire un legame ideale rigido fra i due fascetti di raggi catodici, che devono muoversi in perfetto sincronismo. Per ottenere la radiovisione a distanza non è dunque sufficiente operare la doppia trasformazione di luce in impulsi elettrici in trasmissione, e di impulsi elettrici in variazioni luminose in ricezione, secondo il chiaroscuro presentato dal quadro, ma occorre che i segnali video siano tempestivamente disciplinati e mescolati a speciali segnali di sincronizzazione che non sono visibili sul quadro, perchè rigorosamente mantenuti nella zona dell'ultra nero (più nero del nero dell'immagine), che costituiscono un canovaccio geometrico, nelle cui maglie trovano posto i segnali di visione.

Si perviene così alle forme d'onda sincronizzanti (v. stan-

dard di TV) illustrati nelle lezioni precedenti. I segnali di sincronizzazione contenuti nei diagrammi standard hanno forme rettangolari e servono a comandare i generatori di segnali a dente di sega di riga e di quadro, i quali presiedono alla deviazione lineare dei fascetti catodici dei tubi di analisi e di sintesi. Ogni volta che un impulso obbliga il raggio catodico del tubo di analisi a iniziare la scansione di una nuova riga in senso orizzontale, o di un nuovo quadro in senso verticale, un uguale impulso ad esso simultaneo viene emesso dall'antenna trasmittente, e ricevuto dal ricevitore, obbliga il raggio catodico di sintesi ad iniziare la riga o il quadro corrispondente. In realtà un ritardo si manifesta tra i due impulsi dovuto al tempo di propagazione del segnale via radio dal trasmettitore al ricevitore, quindi non si può parlare di assoluta contemporaneità, anche a prescindere da considerazioni relativistiche; ma tale ritardo è minimo e quand'anche fosse di maggior entità, la cosa non avrebbe importanza in quanto esso ritardo è costante per tutti i segnali sussequentisi, quindi la loro sequenza viene rigorosamente conservata nello spazio e nel tempo, ed è ciò che conta.

1) LE FORME D'ONDA A DENTI DI SEGA PER LA DEVIAZIONE DEI PENNELLI ELETTRONICI

In condizioni ideali di scansione lineare la tensione alle placche deviatrici del tubo a RC nel caso di deflessione elettrostatica, ovvero la corrente nelle bobine deviatrici nel tubo a RC nel caso deflessione elettromagnetica, deve essere una funzione lineare crescente del tempo per produrre un moto uniforme di scansione nel periodo di andata, alla fine del quale la forza deviatrice deve invertirsi e cadere rapidamente al suo valore iniziale per ricominciare, subito dopo, un altro ciclo. La forma caratteristica è quella di fig. 10 in cui si distinguono: il periodo T di durata del ciclo completo; il tempo di andata $t_1 = mT$ in cui $o \leqslant m < 1$, durata del fronte anteriore; il tempo di ritorno $t_2 = T - t_1 = (1 - m)\ T =$ durata del fronte posteriore ripido; l'ampiezza massima A.

Per la scansione orizzontale l'incremento uniforme della tensione o corrente genera un forza deviatrice continuamente crescente durante l'andata, che a sua volta produce uno spostamento a velocità costante del raggio elettronico da sinistra a destra sul quadro. Alla fine dell'andata cioè al tempo t_1 la tensione o corrente ha raggiunto il suo massimo valore e si inverte riducendosi rapidamente al suo valore iniziale (non necessa-

riamente zero) nel tempo t_2 di ritorno. Quest'ultimo rappresenta un tempo morto, perchè in esso non si ricava alcun segnale di analisi dall'esplorazione dell'immagine; per almeno tutta la sua durata il raggio catodico del tubo deve essere interdetto per evitare che sia visibile la traccia sul quadro, che risulterebbe solcato da tante righe di ritorno quante sono le righe di scansione. E' chiaro che si tende a ridurre al minimo possibile il tempo nocivo t_2 e quindi a ottenere il ritorno più rapido possibile del raggio da destra a sinistra. Poichè ad ogni riga è associato un ciclo di durata H, la frequenza $f_1 = 1/H$ dei denti di sega orizzontali è uguale al numero di righe analizzate in un secondo.

Analogamente il moto verticale del raggio catodico è disciplinato da un segnale a dente di sega. Mentre il pennello elet-

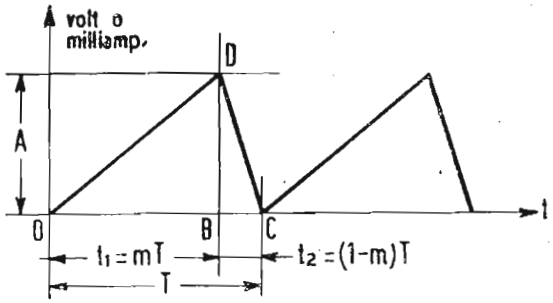


Fig. 10. — Forma d'onda a dente di sega. A = Tensione in volt per deflessione elettrostatica, corrente in milliampere per deflessione elettromagnetica. T = Periodo in microsecondi.

tronico è deviato orizzontalmente, il segnale a dente di sega verticale lo sposta dall'alto in basso a velocità uniforme in modo che quando il raggio ha raggiunto la posizione estrema in basso a destra del quadro al tempo t_1 di andata verticale, tutte le righe sono state analizzate. Il dente di sega verticale si inverte allora ed inizia il rapido ritorno, che riporta il raggio elettronico in alto a sinistra del quadro per ricominciare un nuovo ciclo. La frequenza verticale è preferibilmente uguale alla frequenza della rete di alimentazione alternata dell'impianto o ad un suo sottomultiplo.

Nel caso dello standard italiano in cui si hanno 625 righe nominali di analisi e la frequenza di rete di 50 Hz, impiegando l'analisi interlacciata, per la quale ciascuna immagine è analizzata due volte, secondo due quadri a righe alterne durante un perido d'immagine, si ha:

$$\text{freq. di immagine } fv = \frac{50}{2} = 25 \text{ Hz}$$

$$\text{freq. di quadro } f_t = 50 \text{ Hz}$$
$$\text{Freq. di riga } f_l = 625 \times 25 = 15625 \text{ Hz}$$
$$\text{Periodo di quadro } V = \frac{1}{50} = 0{,}02 \text{ sec.}$$
$$\text{Periodo di riga } H = \frac{1}{15625} = 64 \ \mu\text{sec}$$

L'andamento lineare del dente di sega verticale è causa dell'inclinazione verso il basso, da sinistra a destra, delle righe del reticolo; affinchè queste risultassero esattamente orizzontali si dovrebbe disporre di una tensione (o corrente) deviatrice verticale a gradini, anzichè a dente di sega.

Il moto di scansione verticale è assai più lento di quello orizzontale, perchè ad ogni ciclo verticale devono compiersi 312,5 cicli orizzontali nel caso dell'analisi interlacciata, mentre se ne dovrebbero compiere 625 se si impiegasse l'analisi progressiva o continua. Analogamente il tempo di ritorno verticale, per rapido che sia, ha una durata considerevole; per lo standard italiano si ha per il tempo di soppressione alla fine di ogni quadro, in cui ha luogo il ritorno verticale:

$$t_{svmin} = 0{,}06 \text{ V} = 0{,}06 \times 0{,}02 = 1{,}2 \text{ msec}$$
$$t_{svmax} = 0{,}1 \text{ V} = 2 \text{ msec}$$

cui corrispondono rispettivamente:

$$\frac{1{,}2 \cdot 10^{-3}}{64 \cdot 10^{-6}} \cong 19 \text{ righe, e } \frac{2 \cdot 10^{-3}}{64 \cdot 10^{-6}} \cong 32 \text{ righe}$$

il ritorno verticale si compie in circa 2,5 H, ossia ha la durata di due righe, e mezza.

Il metodo per ottenere le richieste forme d'onda a dente di sega è quello di far passare una corrente linearmente crescente in una induttanza o di applicare una tensione parimenti crescente con legge lineare alla armatura di un condensatore. Sono possibili vari tipi di generatori a denti di sega, ma hanno tutti in comune il principio di impiegare un lungo tempo di carica per produrre il fronte di andata dell'onda triangolare, ed un breve tempo di scarica per il fronte ripido di ritorno. Per il nostro sistema di TV il tempo di ritorno di riga è di circa il 9% del periodo H orizzontale, mentre il tempo di ritorno verticale, come si è già detto, si estende per un tempo che è circa il triplo del periodo H di riga.

In televisione si utilizza il tempo in cui il raggio catodico è interdetto (periodo di soppressione) per lanciare gl'impulsi di sincronizzazione che comandano i ritorni del raggio in entrambi i sensi.

Le oscillazioni a dente di sega fanno parte della famiglia delle oscillazioni rilassate generate da oscillatori a resistenza e capacità (con tubo di scarica in atmosfera gassosa, con triodo a bagliore o tyratron, con tubo elettronico a vuoto spinto come multivibratori, oscillatori bloccati, flip-flop ecc.) di cui la frequenza è governata da una costante di tempo. Esse sono comunque oscillazioni periodiche con un ciclo ben definito e, come tutte le oscillazioni periodiche, sono risolvibili mediante la serie di Fourier in una somma di termini sinoidali e cosinoidali a frequenze multiple, o armoniche, della fondamentale.

Dalla modalità della generazione del reticolo televisivo risultante dal moto elettronico determinato dalla composizione dei due moti ortogonali seguenti le rispettive leggi lineari, appare evidente come riesca dannosa la mancanza di linearità dei denti di sega delle tensioni o correnti di deviazione, in quanto comporta varie distorsioni nelle righe del reticolo (che si scosterebbero dalla forma rettilinea e dal reciproco parallelismo), nonchè nella loro distribuzione che sarebbe caratterizzata da addensamenti e rarefazioni variabili delle righe stesse. La distorsione del reticolo si traduce evidentemente in una distorsione dell'immagine. Per una corretta generazione dei denti di sega lineari è quindi di grande utilità la conoscenza delle ampiezze delle componenti sinoidali di frequenza multipla della fondamentale, onde correggerne la forma d'onda esaltando o attenuando opportunamente questa o quella componente armonica.

2) METODI DI SCANSIONE

a) *Scansione o analisi progressiva o continua*

E' la più semplice e intuitiva forma di analisi, che si presenta per prima alla mente di chi voglia operare l'esplorazione per punti di un'immagine. Consiste nel far percorrere al fascetto elettronico successivamente tutte le righe prestabilite, in modo che due righe successivamente esplorate siano adiacenti, da sinistra a destra e dall'alto in basso, partendo all'origine dei tempi dall'angolo in alto a sinistra del quadro e ultimando nell'angolo in basso a destra. A questo punto il raggio

viene rapidamente riportato alla posizione iniziale occupata al tempo zero. Gli spostamenti orizzontali e verticali del raggio catodico sono ottenuti come si è detto, per mezzo di tensioni o correnti a dente di sega applicate al tubo RC. La fig. 12 rappresenta come si genera il reticolo di analisi nel caso semplificato a scopo di esempio di sole 15 righe, quando si impieghi l'analisi progressiva.

Le ampiezze dei denti di sega orizzontali e verticali stanno tra loro nel rapporto di 4 a 3, per ottenere il formato normale del reticolo, poichè le deviazioni del pennello elettronico sono proporzionali a tali ampiezze. In fig. 11 si è supposto per semplicità che il coefficiente di proporzionalità sia uguale a 1.

In fig. 11 si distinguono i denti di sega per la deviazione orizzontale caratterizzati dal periodo H, dal tempo di ritorno r_o e dall'ampiezza A_o; il dente di sega verticale, caratterizzato dal periodo V, dal tempo di ritorno r_v (comprendente due righe nell'esempio ivi illustrato) e dall'ampiezza $A_v = (3/4)\ A_o$; gli impulsi rettangolari di sincronizzazione orizzontale caratterizzati dal periodo H, lanciati durante il ritorno di riga e di durata uguale a r_o; l'impulso rettangolare di sincronizzazione verticale lanciato durante il tempo di ritorno di quadro e di durata uguale a r_v. Dalla stessa figura si vede inoltre come le righe 14 e 15 vengano effettivamente perdute agli effetti dell'immagine, perchè assorbite dal ritorno verticale del raggio, che segue la spezzata indicata a punti e tratti *O'BCDEO'*. Si fa subito notare che gli impulsi sincronizzanti non provvedono alla scansione. Il moto del raggio esploratore è prodotto dai generatori di denti di sega, ma gli impulsi di sincronizzazione sono necessari per la simultaneità dei moti di scansione di riga e di quadro al trasmettitore e al ricevitore. Precisamente i segnali di sincronizzazione comandano i generatori di denti di sega all'inizio del ritorno (fronte ripido posteriore) dell'onda triangolare di deviazione del raggio, regolando nel tempo ciascun ciclo del segnale deflettente stesso all'esatta frequenza di sincronizzazione.

Nel caso dell'analisi progressiva si hanno tanti impulsi sincronizzanti di riga e tanti di sega di riga quante sono le righe; si ha un solo impulso verticale per ogni immagine completa.

Si noti che nei ricevitori i generatori di denti di sega generano la frequenza propria anche se non sono sincronizzati dagli impulsi rettangolari; ciò significa che sullo schermo del

tubo RC ricevente si forma il reticolo luminoso pure in assenza di segnale ricevuto; i segnali sincronizzanti sono però indispensabili per ottenere il sincronismo, più volte ricordato, fra trasmettitore e ricevitore.

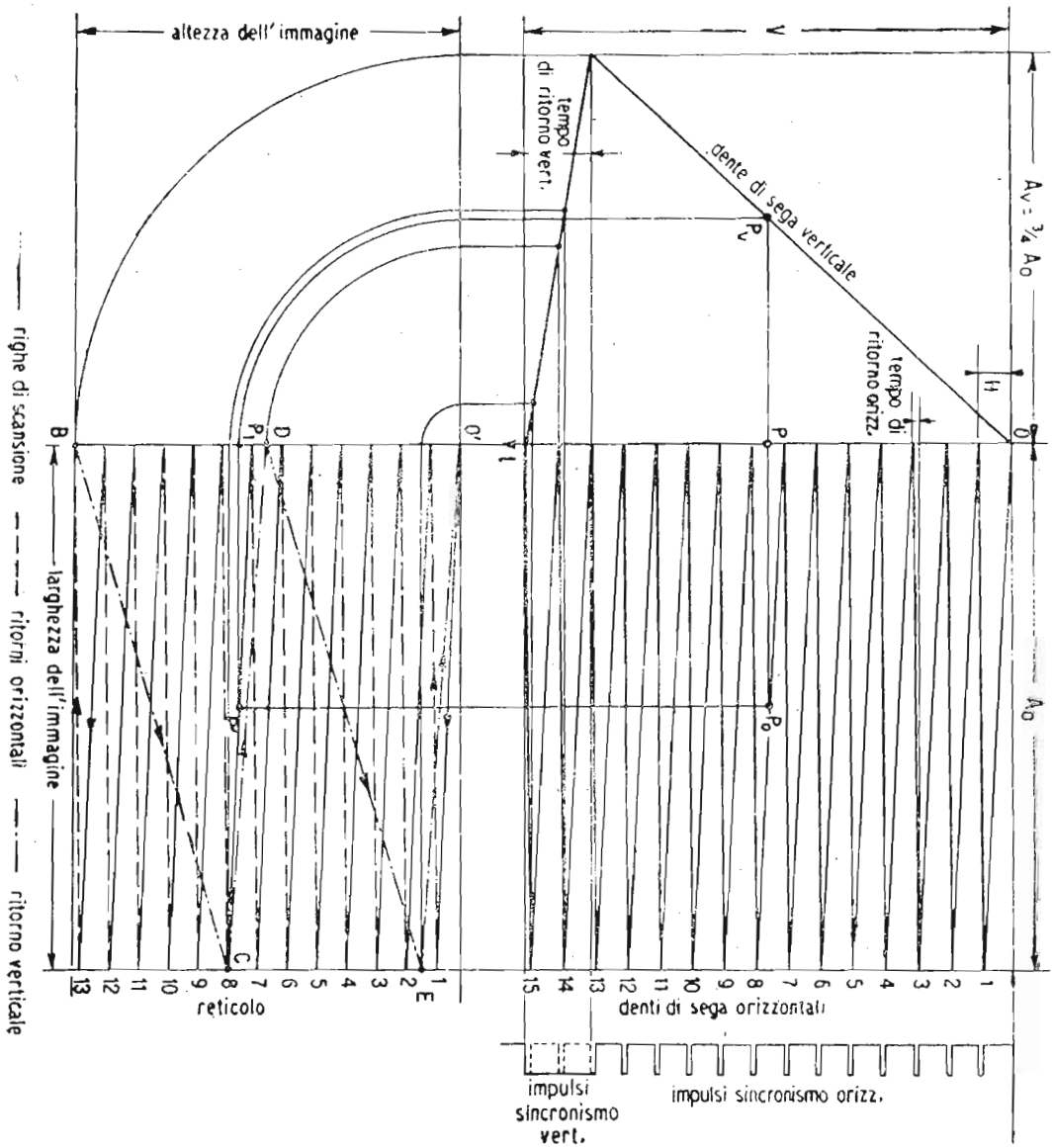


Fig. 11. — Generazione di un reticolo d'analisi TV a righe progressive (15 righe).

Per individuare in un generico istante t la posizione sul quadro dell'elemento esplorato, ovvero del pennello elettronico esplorante, basta seguire la costruzione indicata in fig. 11: scelto l'istante $t = OP$ sull'asse verticale del tempo, si conduce per P la perpendicolare all'asse del tempo; essa interseca in P_o il dente di sega orizzontale e in P_v il dente di sega verticale;

ciò significa che all'istante t la deviazione orizzontale ha ampiezza PPo, mentre quella verticale ha ampiezza PPv; si ribalta di 90° Pv in P_1 sull'asse del tempo; la posizione P' cercata dell'elemento di analisi è fornita dell'intersezione della verticale condotta da Po, con l'orizzontale passante per P_1.

In pratica il quadro subisce una diminuzione in entrambe le sue dimensioni dovuta ai tempi di soppressione (o spegnimento, o cancellazione) di riga e di quadro, durante i quali il raggio catodico esplorante risulta interdetto per evitare le tracce sull'immagine dei ritorni del raggio stesso. Questa estinzione si ottiene polarizzando il tubo RC con una tensione fortemente negativa dovuta ad impulsi all'incirca rettangolari in corrispondenza degli accennati ritorni. Sono questi gli impulsi di soppressione. Ad ogni riga e ad ogni quadro è associato un impulso di soppressione; quindi questi nuovi impulsi sono caratterizzati dai periodi H e V rispettivamente. La loro durata è sensibilmente maggiore dei tempi di ritorno che devono mascherare, per ovviare alla mancanza di linearità all'inizio e alla fine del dente di sega e per eliminare qualsiasi traccia di segnale video negli impulsi di sincronismo.

Per il precedente esempio semplificato di sole 15 righe e di analisi progressiva, la fig. 12 illustra questo stato di cose: nella prima riga è mostrato il segnale video completo, quale sarebbe irradiato dall'antenna trasmittente; nella seconda riga è indicata la successione dei denti di sega orizzontali; nella terza riga è indicato il dente di sega verticale. I ritorni orizzontali avvengono nei periodi di soppressione e in fig. 12 si è supposto che coincidano cogli impulsi sincronizzanti. Poichè le deviazioni del pennello elettronico sono proporzionali alle ampiezze dei denti di sega, la seconda linea di fig. 12 rappresenta, in altra scala, le righe del reticolo. E' evidente che gli impulsi di spegnimento per la loro durata maggiore del tempo di ritorno, abbreviano la lunghezza utile delle righe del reticolo, la parte visibile delle quali sullo schermo del ricevitore è proporzionale al tratto AB del dente orizzontale, compreso tra la fine dell'impulso di soppressione di una riga e l'inizio dell'impulso di soppressione della riga successiva. Si verifica cioè una riduzione della dimensione orizzontale del quadro. Dell'analoga riduzione in senso verticale del quadro si è già detto a proposito della fig. 11.

In fig. 12 si è supposto che il ritorno verticale coincida coi segnali di soppressione e sincronizzazione verticale comprenden-

ti le righe 14ª e 15ª; in pratica, come si vedrà per l'analisi interlacciata, il periodo di soppressione verticale è molto più lungo dell'impulso sincronizzante, inoltre il ritorno verticale inizia e termina con ritardo rispetto a quest'ultimo.

Riassumendo per l'analisi progressiva è necessario generare due sole frequenze: quella di riga di periodo H e quella di quadro di periodo V.

Gli impulsi da generare sono 4:

1°) impulsi sincronizzanti di riga di periodo H

2°) impulsi sincronizzanti di immagine di periodo V

3°) impulsi di soppressione di riga di periodo H

4°) impulsi di soppressione di immagine di periodo V

I segnali video di analisi che sono incanalati tra gli impul-

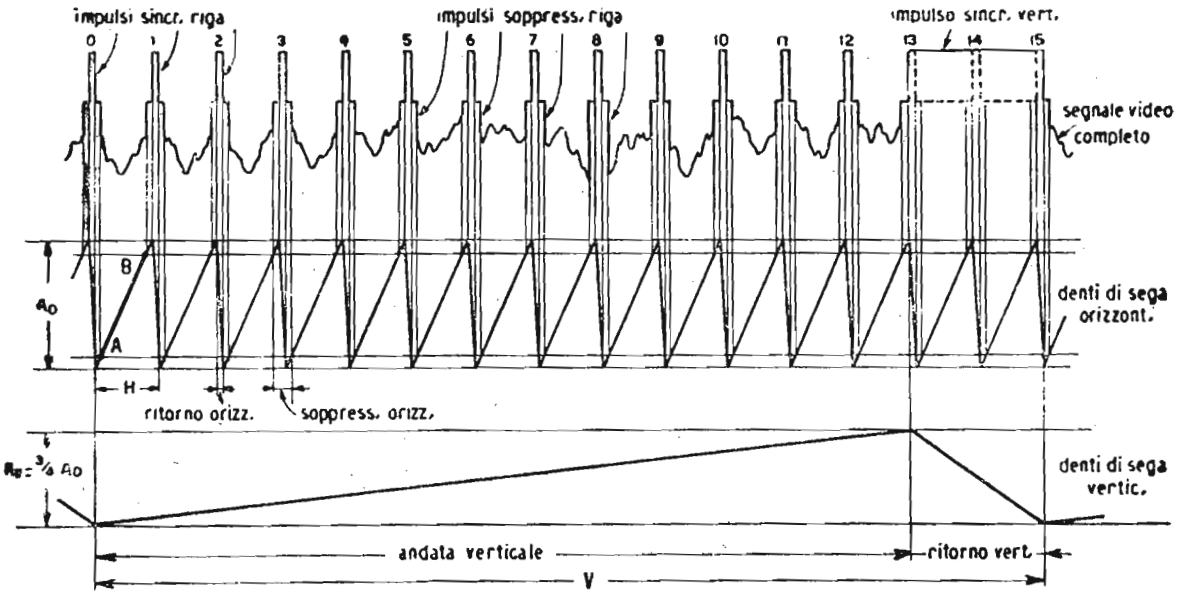


Fig. 12. — Scansione e sincronizzazione in un sistema ad analisi progressiva.

si di spegnimento adiacenti, non devono mai raggiungere il livello degli impulsi sincronizzanti ed hanno la funzione in ricezione di rendere più o meno brillanti le righe del reticolo sullo schermo del tubo di sintesi in funzione della loro ampiezza, non hanno alcun effetto sullo spostamento del raggio ricompositore.

L'analisi progressiva può effettuarsi con qualsiasi numero di righe pari o dispari.

b) *Scansione o analisi interlacciata*

L'analisi interlacciata, o righe interlacciate o intrecciate, o intercalate, è il procedimento di scansione universalmente adottato negli standard televisivi.

Lo standard italiano ammette una forma d'onda sincronizzante comprendente 625 righe nominali orizzontali. In un quadro avente il rapporto di immagine di 4/3, le immagini essendo ripetute con la frequenza di 25 per secondo, con due quadri (o frame) interlacciate per ciascuna immagine.

Per farsi subito un'idea del principio di questo sistema, si immagini un foglio scritto in modo che per ricavarne il senso compiuto sia necessario leggere dall'alto in basso una riga sì e una no (per es. le righe dispari), anzichè leggere tutte le righe consecutive come d'uso, quindi di nuovo dall'alto in basso tutte le righe che si sono prima trascurate (per es. le pari). E' chiaro che a lettura ultimata si ottiene la stessa informazione che si avrebbe se il foglio fosse scritto nel modo usuale.

Lo schema d'interlacciato allora provvede due viste (quadri) per ciascuna immagine; in un primo tempo tutte le righe dispari sono analizzate omettendo le pari; in un secondo tempo vengono esplorate tutte le righe pari dell'immagine stessa. Ciascuna immagine è divisa in due quadri, il primo e con esso tutti i quadri dispari, contiene le righe dispari dell'immagine, mentre il secondo, e con esso tutti i quadri pari, include le righe pari. Con due quadri per immagine e con 25 immagini per secondo, la frequenza di ripetizione di quadro e la frequenza di scansione verticale sono di 50 Hz.

Autorizzazione del Tribunale di Milano 16 - 1 - 61 - N. 5502 del Registro
Direttore responsabile ALFONSO GIOVENE - Proprietà della Editrice Il Rostro
Distribuzione in abbonamento postale - Gruppo II

CORSO
TEORICO - PRATICO DI
TELEVISIONE

DISPENSA

N. 5

SOMMARIO

LEZIONE VIII

Interlacciato a righe dispari — Le forme d'onda dei segnali sincronizzanti.

LEZIONE IX

La trasmissione delle frequenze video — L'amplificatore a video frequenza — Circuiti correttori — Responso alle basse frequenze.

TUTTI I DIRITTI RISERVATI ALLA
EDITRICE IL ROSTRO - MILANO

TIPOGRAFIA EDIZIONI TECNICHE - MILANO - VIA BALDO DEGLI UBALDI 6

LEZIONE VIII

INTERLACCIATO A RIGHE DISPARI

Lo schema geometrico dell'interlacciato a righe dispari è mostrato in fig. 13. Il pennello elettronico analizzatore parte al tempo zero dall'angolo in alto a sinistra nel punto *A* in fig. 13/1, si sposta sul quadro esplorando tutti gli elementi di una riga orizzontale con velocità uniforme. Al termine di questa riga il raggio viene riportato rapidamente a sinistra del quadro, per effetto del dente di sega orizzontale, nel tempo di ritorno di riga seguendo la retta tratteggiata, ed inizia la riga successiva.

Si noti che se non esistesse il segnale deviatore a dente di sega verticale, che provvede un moto relativamente lento dall'alto in basso, il raggio esploratore ritornerebbe al punto *A* e ripercorrerebbe sempre un'unica riga, che sarebbe rigorosamente orizzontale. L'inclinazione verso il basso da sinistra a destra delle righe del reticolo è maggiore di quella delle tracce dei ritorni orizzontali da destra a sinistra, perchè il moto elettronico è più lento nell'andata che nel ritorno. Ultimato, come si è detto, il ritorno della prima riga, si inizia l'analisi della terza riga, omettendo la seconda. Ciò si ottiene raddoppiando la frequenza verticale di scansione. Poichè il raggio catodico devia verticalmente con velocità doppia di quella necessaria per analizzare 625 righe, esso esplora in realtà in un quadro solo 312,5 righe, lasciando inesplorate le righe intermedie. Quindi si effettua l'analisi di tutte le righe dispari fino a raggiungere il punto *B* a metà dell'ultima riga dispari in basso del quadro.

In quest'istante inizia il ritorno verticale a motivo del fronte ripido posteriore del dente di sega deviatore di quadro, perciò

il raggio è portato in alto dell'immagine nel punto *C* percorrendo la spezzata *B...C*, per iniziare il secondo quadro. La durata del ritorno verticale è rapida nei confronti dell'andata verticale, ma è lunga rispetto alla velocità di scansione orizzontale e perciò esso comprende alcune righe. Come mostra la fig. 13/2 il raggio passa da *B* a *C* nel tempo in cui si producono varie righe orizzontali che risultano inutilizzate, perchè il raggio è spento durante il ritorno verticale e nessun segnale immagine può essere ricavato in questo tempo.

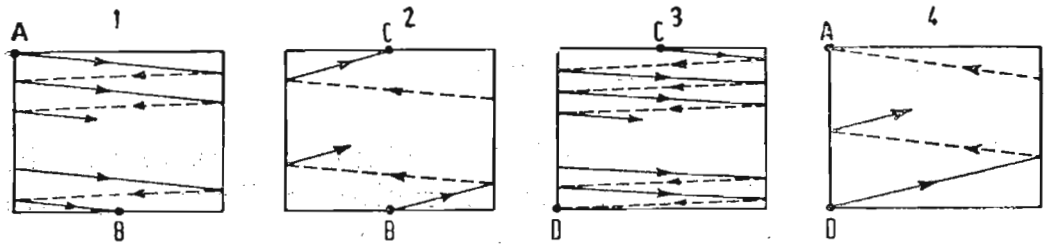


Fig. 13. — Procedimento di analisi a righe interlacciate. **1)** 1° quadro a righe attive d'analisi, dispari; **2)** Righe inattive durante il 1° ritorno verticale; **3)** 2° quadro a righe attive d'analisi pari; **4)** Righe inattive durante il 2° ritorno verticale.

L'esplorazione orizzontale inizia il secondo quadro col raggio a metà del lato orizzontale superiore dell'immagine in fig. 13/3 perchè il primo quadro contiene 312 righe e mezza, ivi incluse le righe inattive generate durante il tempo di ritorno verticale. Dopo aver analizzato una mezza riga, il raggio catodico procede all'esplorazione di tutte le righe pari intercalate alle righe dispari ed omesse durante la scansione del primo quadro. Il moto verticale per il secondo quadro è esattamente il medesimo come per il primo; le righe hanno tutte la stessa inclinazione verso il basso nel senso del moto e tutte le righe pari del reticolo vengono esplorate fino al punto *D* nell'angolo inferiore sinistro; in questo istante il dente di sega verticale ha la massima ampiezza, mentre quello orizzontale è ridotto a zero. Il ritorno verticale inzia in *D* e si protrae per un tempo uguale a quello di tante righe orizzontali inattive quante sono quelle perdute alla fine del primo quadro; il raggio dunque percorre la spezzata *B...A* e si riporta alla posizione *A* che aveva all'origine dei tempi come indicato in fig. 13/4. Tutti i quadri dispari cominciano in *A*, finiscono in *C* e sono tutti simili; cominciano in *C*, finiscono in *A* e sono tutti simili. Poichè l'inizio *C* di tutti i quadri pari è allo stesso livello dell'inizio *A* di quelli

dispari, e poichè l'inclinazione è costante per tutte le righe, si verifica che le righe pari vanno a cadere esattamente a metà della distanza intercorrente fra due righe dispari immediatamente successive. Condizione fondamentale per l'interlacciato è che gli inizi dei quadri pari e dispari differiscano sempre esattamente di mezza riga.

Riprendendo l'esempio semplificato introdotto per il caso di analisi progressiva, e cioè di un reticolo composto di sole 15 righe orizzontali con due righe inattive per il ritonro d'immagine, si voglia ora esplorarlo con analisi interlacciata: i due quadri sono composti ciascuno di 7 righe e mezza; in ogni quadro 1 riga è inattiva perchè perduta nel ritorno verticale, perciò il numero di righe attive per ogni quadro è di 6,5 e il numero totale di righe attive per immagine completa è di 13 (come per l'analisi progressiva). La fig. 14 illustra l'esempio in oggetto, compendia le fig. 13/1, 2, 3, 4, e chiarisce la relazione intercorrente fra la posizione dell'elemento esplorato (punto in cui giace istantaneamente il raggio analizzatore) e i denti di sega orizzontali e verticali. In fig. 14 come già in fig. 11 per comodità di rappresentazione e per meglio visualizzare l'accennata relazione, si è fatta unitaria la costante di proporzionalità fra le ampiezze dei denti di sega e le dimensioni del quadro.

Nel primo quadro vengono analizzate 6 righe e mezza (le righe 1, 3, 5, 7, 9, 11 e metà della riga 13). Nel secondo quadro vengono analizzate le rimanenti 7,5 righe (metà della riga 15 e le righe 2, 4, 6, 8, 10, 12). Durante il ritorno del 1° quadro risultano inattive la seconda metà della riga 13 e la prima metà della riga 15; durante il ritorno del 2° quadro risulta inattiva la riga 14.

La posizione dell'elemento di analisi P' sul quadro corrispondente al generico istante t (punto P sull'asse del tempo) è individuato dalla costruzione geometrica indicata in fig. 14, interessante i punti P_0, P_V, P_1 e infine P' sul quadro, in tutto uguale all'analoga costruzione di fig. 11.

Si avverte che l'inizio del ritorno verticale e quello della prima riga attiva di un quadro non debbono essere situati sull'immagine necessariamente sempre come mostrato in fig. 14, ma possono aver luogo in punti qualsiasi di una riga orizzontale, purchè siano sfalsati di mezza riga. Così se la prima riga attiva di un quadro inizia a 1/3 di riga, il ritiro verticale deve iniziare a 5/6 dell'ultima riga attiva dello stesso quadro, senza che ne scapiti l'interlacciato. La spaziatura di una semiriga fra i punti di inizio dei quadri successivi è automaticamente prodotta nei

segnali di deviazione a denti di sega e nel moto di scansione, perchè si è in presenza di un numero dispari di righe e pari di quadri. Il corretto interlacciato è perciò raggiunto quando sono rigorosamente mantenute le necessarie frequenze dei segnali a

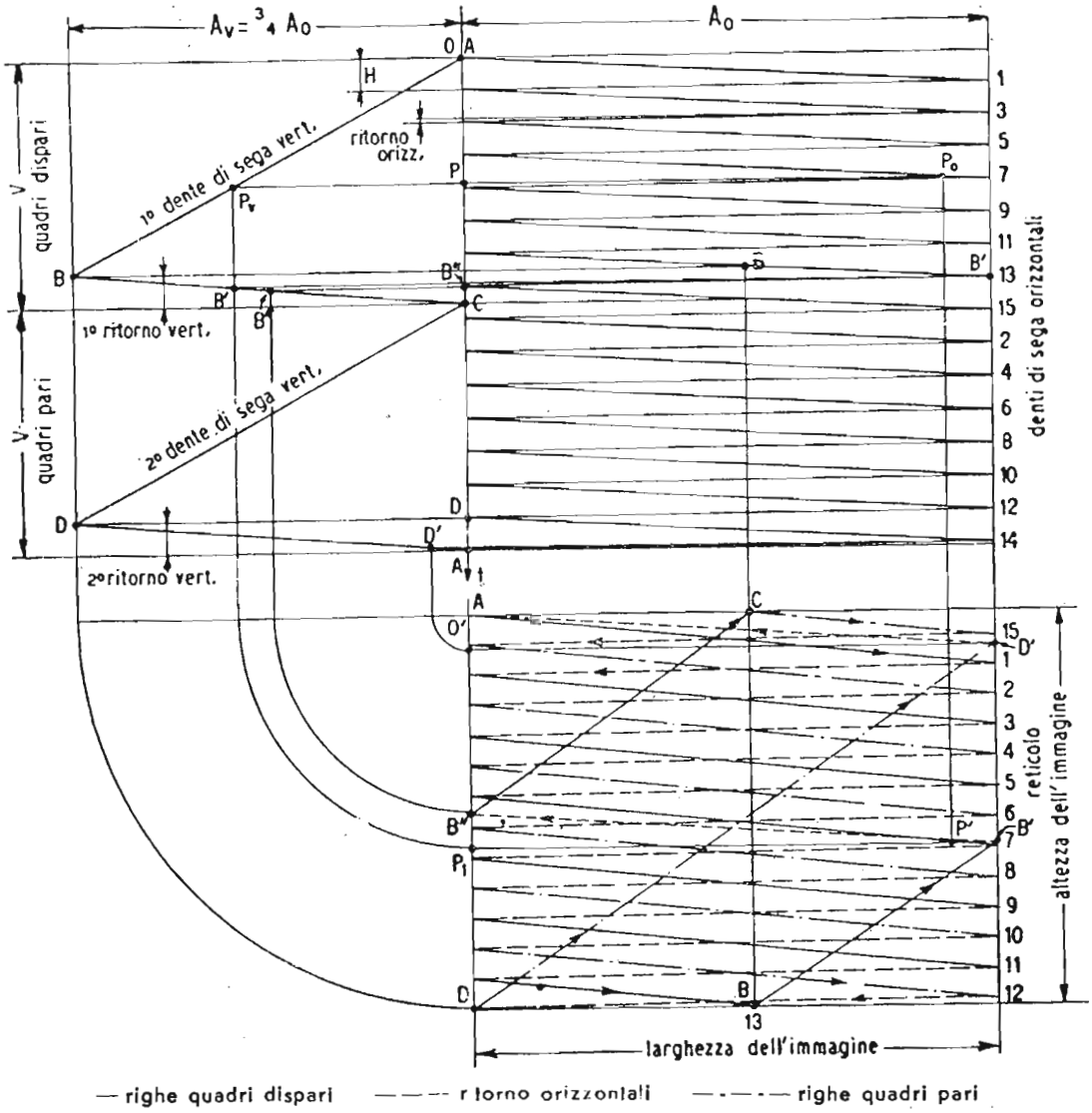


Fig. 14. — Generazione di un reticolo d'analisi TV a righe interlacciate (15 righe).

dente di sega orizzontale e verticale, e quando il tempo di ritorno di quest'ultimo è costante per tutti i quadri.

Col reticolo di 625 righe ogni ciclo verticale comprende esattamente 312,5 segnali a dente di sega di riga, includendo anche le righe inattive. Poichè le immagini complete si ripetono col ritmo di 25 al secondo, la frequenza verticale risulta di 50

Hz e la frequenza di riga deve essere esattamente $312{,}5 \times 25 = 15625$ Hz. La frequenza di ripetizione di quadro di 50 al sec. rende praticamente inavvertibile lo sfarfallio. Sebbene la velocità di ripetizione di immagine sia di 25 al sec., essendo il segnale video soppresso durante ciascun ritorno verticale, la variazione dal nero fra i segnali di soppressione di quadro, al bianco immagine, si verifica 50 volte al sec., frequenza questa troppo alta per essere avvertita dall'occhio. Se con la stessa ripetizione verticale di 25 al secondo si impiegasse l'analisi progressiva si avrebbero solo 25 soppressioni al secondo, il che produrrebbe uno sforfallio evidentissimo e molto fastidioso. Per eliminare lo sfarfallio coll'analisi progressiva si dovrebbe raddoppiare la frequenza di immagine (50 Hz), ma ciò porterebbe a raddoppiare anche il numero di righe analizzate al secondo, ossia si avrebbe a che fare con bande passanti e frequenze video massime doppie di quelle richieste coll'interlacciato e che impongono problemi di amplificazione e trasmissione assai più gravi di quelli imposti dall'interlacciato.

E' chiaro che il processo di interlacciare le righe può essere moltiplicato, nel senso che è possibile analizzare l'immagine in 3 o più quadri secondo un modulo m anzichè in 2; così se si vuole adottare il modulo 3, nel primo quadro si analizzano le righe 1, 4, 7, 10... ecc.; nel secondo quadro le righe 2, 5, 8, 11... ecc.; nel terzo quadro le righe 3, 6, 9, 12... ecc. Gli inizi dei quadri successivi devono essere distanziati di 1/3 di riga.

Generalmente negli standard per televisione in bianco e nero si è adottato il modulo 2, per cui si parla di numero n di righe per immagini interlacciate 2 a 1.

Quando nel suo moto verso il basso l'elemento analizzatore è spostato dalla posizione corretta per una piccola frazione del periodo di scansione orizzontale, esso percorre una riga troppo avvicinata ad una adiacente riga del quadro precedente, invece di segnare una traccia esattamente intermedia alle righe. Ne nasce uno spostamento verticale fra righe pari e dispari, che interessa l'intera immagine, per cui, le righe dei quadri pari e dispari, si sovrappongono e risultano distanziate da intervalli scuri, invece di formare un reticolo uniformemente suddiviso. Questo grave difetto chiamato « appaiamento » è da temere e costituisce la principale critica dell'interlacciato, perchè rende vano il benefico effetto che è fondamentale del sistema. L'assenza dell'interlacciato riduce la finezza dei dettagli d'immagine

nel senso verticale, perchè il numero delle righe effettivamente analizzate è più piccolo del previsto. Se si verifica la condizione estrema di completa sovrapposizione di tutte le righe dei quadri pari a quelle dei quadri dispari il reticolo risultante contiene solo metà delle righe utili (numero di righe corrispondenti al numero di righe nominali, diminuito delle righe perdute nel tempo di soppressione verticale) in trasmissione, ovvero delle righe efficaci o passanti (numero di righe corrispondente al numero finale di righe risolutive che costituiscono l'immagine) in ricezione. Il difetto più comune è l'appaiamento parziale delle righe risultante da una scorretta sincronizzazione verticale. Quando un gruppo di righe orizzontali è anormalmente inclinato verso il basso nell'immagine, le righe risultano intrecciate, producendo un'immagine marezzata. Poichè questa marezzatura è effetto caratteristico dei quadri pari e dispari non esattamente interlacciati, si ricorre ad essa nel controllo del mantenimento dell'interlacciato. Per una valutazione dell'efficienza dell'interlacciato si definisce il *fattore risolutivo dell'interlacciato* quale rapporto fra il numero di righe di confusione media d'interlacciato e il numero di righe di interlacciato, che compare anche nella formula per il calcolo della frequenza video massima.

E' possibile realizzare l'interlacciato anche con un numero pari di righe nominali; in ogni quadro è allora compreso un numero intero di righe. Questo sistema è però meno conveniente di quello a righe dispari, perchè richiede che il moto di scansione verticale per i quadri pari sia differente dal moto per i quadri dispari, ossia è necessario generare due diversi tipi di denti di sega verticali alternati.

LE FORME D'ONDA DEI SEGNALI SINCRONIZZANTI

Si è già accennato parlando dell'analisi progressiva, agli impulsi di sincronizzazione orizzontali e verticali e agli impulsi di soppressione orizzontali e verticali, nonchè al loro scopo. Con l'analisi interlacciata si hanno tanti impulsi sincronizzanti e di spegnimento orizzontali quante sono le righe nominali (periodo $H = 64$ μsec; freq. $= 15625$ Hz) e tanti impulsi sincronizzanti e di spegnimento verticali quanti sono i quadri (periodo $V = 0{,}02$ sec; freq. $= 50$ Hz). Gli impulsi di sincronismo sono trasmessi come parte del segnale video, ma durante i periodi di soppressione quando cioè non viene irradiata alcuna informazione di segnale immagine. Che gli impulsi di sincronismo cada-

dano nei tempi di soppressione è assicurato dal fatto che essi comandano l'inizio dei ritorni, sia di riga sia di immagine e quindi sono contenuti in essi ritorni e a maggior ragione nelle soppressioni, che contengono largamente i ritorni stessi. I segnali sincronizzanti sono combinati col segnale video in modo che parte dell'ampiezza del segnale modulato di immagine è ad essi devoluto, il rimanente dell'ampiezza essendo costituito dal segnale video.

In fig. 15 è rappresentata nella 1ª riga la forma d'onda sincronizzante dello standard italiano. Si noti che tutti gli impulsi hanno la stessa ampiezza, ma differiscono per la lunghezza e la forma.

Gli impulsi sincronizzanti illustrati includono da sinistra a destra: tre impulsi orizzontali, un gruppo di cinque impulsi preparatori o di pre-equalizzazione, un impulso verticale suddiviso, e 5 addizionali impulsi di postegualizzazione seguiti da 5 o più regolari impulsi orizzontali. Il periodo di soppressione verticale inizia col primo impulso egualizzatore e si protrae per un tempo pari a $0{,}06\,\mathbf{V}\begin{smallmatrix}+0{,}04\\-0\end{smallmatrix}$ V comprendente cioè da 19 righe minimo, a 31 righe massimo. Il periodo medio di soppressione di riga vale 0,18 H.

All'intervallo di soppressione verticale seguono i regolari impulsi di riga fino all'incidenza degli impulsi egualizzatori del prossimo quadro. Per ogni quadro viene emesso un prolungato impulso verticale frazionato da 5 impulsi larghi singoli separati da 4 divisioni.

Ciascun impulso verticale si estende per un periodo di 5 semirighe, ossia è assai più largo di un impulso orizzontale. La differenza di forma fra i due tipi di impulsi di riga e di quadro ha lo scopo di raggiungere una loro facile separazione in ricezione, in modo che dall'insieme del segnale completo detto *supersincro*, sia facile in ricezione l'estrazione dei soli impulsi di riga, che seguono la loro via ben definita di sbloccare l'oscillatore orizzontale a denti di sega, ovvero l'isolamento dei soli impulsi di quadro che seguono un'analoga via, ma del tutto separata dalla prima. Le 4 suddivisioni sono praticate col periodo $H/2$ allo scopo di frazionare il lungo impulso verticale in 5 intervalli minori, ciascuno dei quali può servire anche per la sincronizzazione di riga per mantenere la produzione regolare di righe anche in questo lasso di tempo in cui non è trasmessa alcuna informazione video, come è necessario per assicurare

la costanza della sequenza delle righe. Infatti se venisse meno la sincronizzazione orizzontale durante il ritorno verticale, l'interlacciato ne soffrirebbe, così che la sincronizzazione potrebbe non essere ristabilita per riprendere la scansione attiva orizzontale dopo il periodo di soppressione. Pure gli impulsi egualizzatori sono caratterizzati dal periodo $H/2$, ossia hanno frequenza doppia di quella di riga così che, uno sì e uno no, servono per la sincronizzazione orizzontale con periodo H intero di un quadro, mentre quelli alternati diventano efficienti per la sincronizzazione, collo stesso intero periodo H, del quadro successivo.

Gli impulsi egualizzatori servono ad assicurare la sincronizzazione verticale, infatti il loro compito è quello di egualizzare la differenza nei segnali di sincronizzazione verticale per i quadri parziali alternati. Il loro effetto è quello di provvedere identiche forme d'onda nel segnale di sincronizzazione verticale separato per i quadri pari e quelli dispari, rendendo possibile l'ottenimento della costanza dei ritorni verticali, condizione « sine qua non » per garantire un interlacciato perfetto. La frequenza degli impulsi egualizzatori e degli impulsi larghi intagliati nell'impulso di quadro è, come si è detto, doppia di quella di riga, ossia è di $15625 \times 2 = 31250$ Hz, equivalente a 625 volte la frequenza verticale. Ciò significa che le frequenze in gioco sono esatti sottomultipli della frequenza degli impulsi egualizzatori e quindi possono essere ottenute da una suddivisione di quest'ultima. Perciò tutte le frequenze degli impulsi sincronizzatori possono essere derivate da un'unica frequenza generata in trasmissione e stanno fra loro in determinati rapporti costanti. Nel caso dello standard italiano le $625 = 5^4$ righe sono particolarmente favorevoli alla demoltiplicazione della frequenza degli impulsi egualizzatori, perchè si può istituire una catena di multivibratori, le frequenze dei quali presentano rapporti di suddivisione tutti uguali a 5; infatti essendo $31250/625 = 50$ con 4 successive demoltiplicazioni a rapporto 5 si ottiene dal generatore pilota a 31250 Hz (frequenza degli impulsi egualizzatori) la frequenza 50 Hz verticale; dividendo per 2 la frequenza 31250 si ottiene la terza frequenza che occorre generare per realizzare l'interlacciato, cioè 15625 Hz che è la frequenza di riga.

Per l'analisi interlacciata 2 a 1, gli impulsi da generare sono:

1°) Impulsi di sincronizzazione di riga di periodo H

2°) Impulsi di sincronizzazione di quadro di periodo V

3°) Impulsi larghi verticali di periodo $H/2$

4°) Impulsi egualizzatori di periodo $H/2$

5°) Impulsi di soppressione di riga di periodo H

6°) Impulsi di soppressione di quadro di periodo V

La sequenza degli impulsi 1°) 2°) 3°) 4°) costituisce il *supersincro* o semplicemente *sincro*.

Si noti che il periodo V dell'analisi interlacciata 2 a 1, a parità di linee, è la metà del periodo V dell'analisi progressiva.

La fig. 15 mostra la relazione intercorrente fra il supersincro e la scansione. I generatori di denti di sega orizzontale e verticale producono le forme d'onda necessarie a formare il reticolo. Gli impulsi di sincronismo non provocano deviazione e li obbligano a generare l'esatta frequenza di sincronismo, per modo che l'immagine può essere inquadrata verticalmente e orizzontalmente e mantenuta fissa sullo schermo. La sincronizzazione dei generatori di deviazione è ottenuta iniettando l'impulso di sincronismo sulla loro griglia, o sulla loro placca a seconda della sua polarità, all'inizio della fronte posteriore ripido nel tempo di ritorno. La durata H di una riga completa vale $1/15625 = 64$ μsec, tempo comprensivo dell'andata, durante la quale si trae il segnale video, e del ritorno. Per il 18% di questo tempo, ossia 11,5 μsec, il segnale video è posto al livello del nero dall'impulso di soppressione, per cui il raggio risulta interdetto e la traccia di ritorno invisibile sullo schermo. L'impulso sincronizzante di riga inizia con un ritardo di 0,64 μsec (piedestallo anteriore) sull'inizio del periodo di soppressione, ammettendo una certa tolleranza sull'inizio del ritorno. Il fronte anteriore dell'impulso rettangolare sincronizzante comanda il generatore di deviazione per il ritorno del dente di sega orizzontale, ma lo spegnimento continua per 5,1 μsec (piedestallo posteriore) oltre al fronte posteriore dell'impulso rettangolare, per assicurare che il ritorno orizzontale si completi quando il raggio è ancora interdetto. Si tenga presente che la durata del ritorno dal lato destro al lato sinistro dell'immagine, non è uguale alla larghezza (in unità di tempo) dell'impulso di sincronismo, ma dipende dal tipo di generatore di deviazione adottato. Il 18% del periodo H, assegnato al periodo di soppressione, è sufficiente a contenere il ritorno e l'inizio della traccia della linea successiva per l'analisi dell'immagine. Lo spegnimento verticale inizia, come si è detto, immediatamente dopo l'ultima

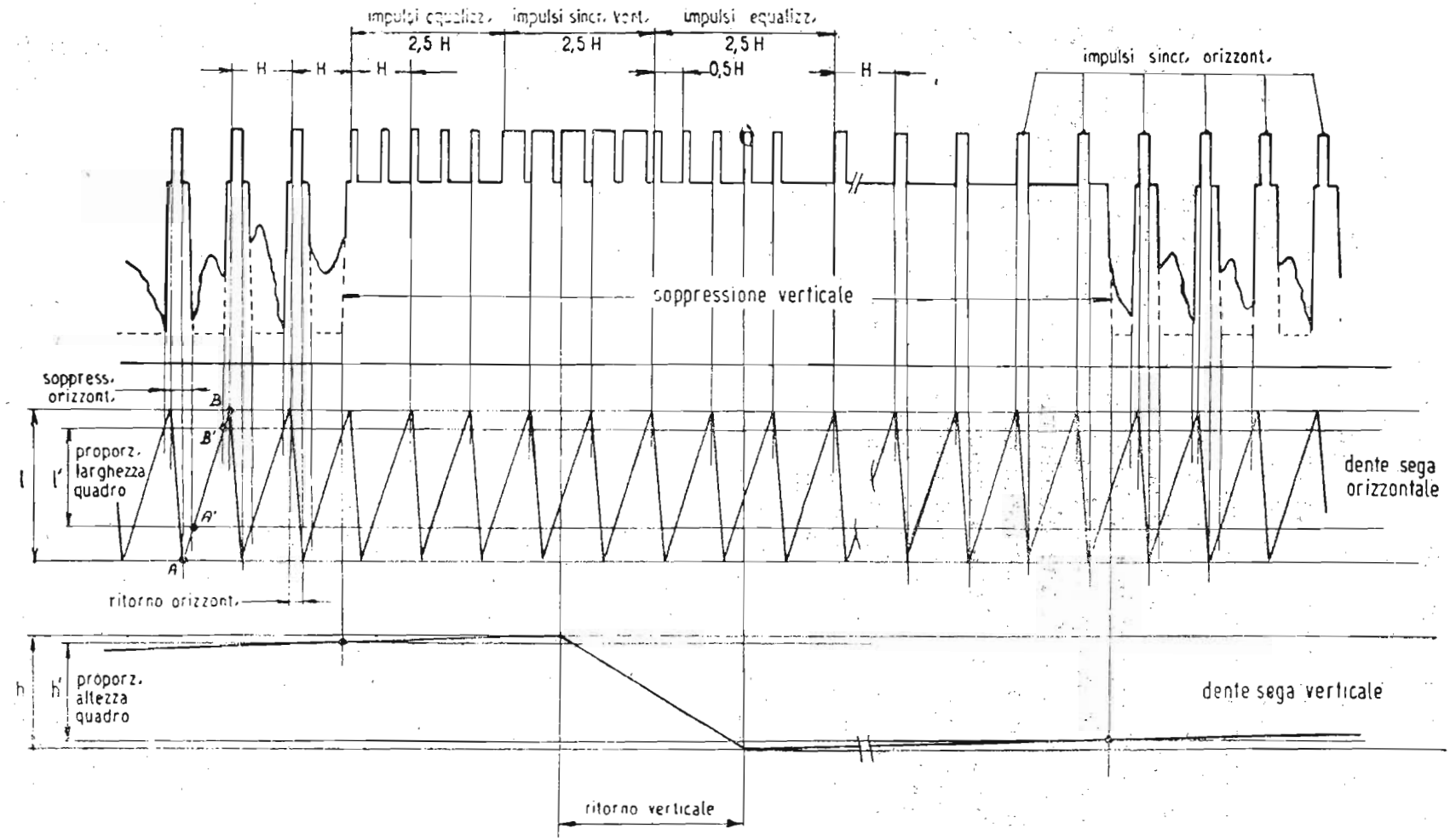


Fig. 15. — Scansione e sincronizzazione in un sistema di analisi TV a righe interlacciate. Gli impulsi sincro iniziano i fronti ripidi di ritorno.

riga attiva in ciascun quadro e si estende fino a un max di 31 righe pari a 2 msec per permettere che il raggio ritorni dal basso in alto dell'immagine con ampia tolleranza sulla durata del ritorno stesso. Ripetiamo che il periodo di soppressione verticale include un gruppo di 5 o 7 impulsi preparatori, l'impulso sincro di quadro intagliato ed un supplementare gruppo di 5 impulsi egualizzatori seguiti dai normali impulsi di sincroriga; gli impulsi egualizzatori producono identiche tensioni sincronizzanti per i quadri pari e dispari. L'impulso verticale vero e proprio subisce, come si vedrà trattando dei circuiti di sincronizzazione, un processo di integrazione per cui interviene un cambiamento di forma, trasformandosi in un ampio impulso di andamento grossolanamente triangolare curvilineo, che generalmente assume un'ampiezza sufficiente a comandare il generatore di deviazione a partire dalla seconda suddivisione; in altri termini il ritorno del dente di sega verticale non può iniziare che al principio del terzo impulso largo. Il ritorno verticale può iniziare in un punto qualsiasi della riga compresa nell'impulso verticale dopo la seconda suddivisione, e generalmente dura da 3 a 5 righe; il rimanente tempo di soppressione costituisce una tolleranza per il tempo richiesto dal raggio a risalire il quadro dal basso in alto e per linearizzare la traccia prima della fine dell'impulso di spegnimento, ossia avanti della ripresa della scansione attiva. A motivo delle tolleranze in entrambi i sensi, il quadro illuminato come appare sullo schermo del tubo di sintesi è un poco più stretto e più basso del reticolo senza spegnimenti. Se i ritorni avvengono regolarmente durante i periodi di soppressione, non risultano visibili e l'immagine è priva di distorsione. Al contrario, se il ritorno orizzontale è più lungo del tempo di soppressione, verrà riprodotta qualche informazione dell'immagine sul lato sinistro sia durante l'andata, sia durante il ritorno. Ciò comporta distorsione del lato sinistro che appare più brillante e spostato come se fosse ripiegato in alto.

Analogamente in assenza di segnale di sincronizzazione, il ritorno verrà ritardato, perchè la frequenza del generatore di deviazione è minore di quella di sincronismo; allora lo spegnimento del tubo di sintesi è efficiente essenzialmente per il lato destro, perciò il bordo sinistro dell'immagine può apparire ripiegato in basso, supposto che l'immagine non sia scomparsa. Se lo spegnimento avviene durante il tempo utile di andata, come può verificarsi con certi tipi di circuiti di deviazione, sull'im-

magine appare una barra nera segnata appunto dall'interdizione intempestiva del raggio. Effetti analoghi possono manifestarsi quando il ritorno e lo spegnimento verticali non stanno nella giusta relazione di fase.

In fig. 15 la seconda linea rappresenta i denti di sega orizzontali, ivi, come in fig. 12, si è supposto che il fronte posteriore abbia all'incirca la stessa durata del relativo impulso sincronizzante. La terza riga di fig. 15 mostra la porzione del dente di sega verticale comprendente il ritorno, che si è supposto comprendere 2,5 H, l'inizio del fronte posteriore verticale ha luogo dopo il secondo impulso largo e non prima, perchè la tensione integra (nel caso di separazione con circuito integratore) o il picco inverso differenziato (nel caso di separazione per differenziazione dell'impulso a lunga durata), non ha raggiunto prima di questo istante una sufficiente ampiezza per sbloccare il generatore di deviazione verticale.

Dalla fig. 15 appare evidente l'accennata riduzione delle dimensioni del quadro. Il periodo di soppressione orizzontale infatti elimina il tratto AA' a sinistra e il tratto $B'B$ a destra del dente di sega di riga per cui la larghezza utile effettiva del reticolo è proporzionale al segmento l' mentre in assenza di spegnimento sarebbe proporzionale all'ampiezza l del dente di sega. Si noti che $B'B<AA'$, perchè il piedestallo posteriore dell'impulso di spegnimento è più lungo del piedestallo anteriore. Analogamente il periodo di soppressione verticale riduce l'altezza dell'immagine dal valore proporzionale al segmento h in fig. 15, uguale all'ampiezza del dente di sega verticale, che avrebbe in assenza di spegnimento, al valore corrispondente al segmento h'. Si osservi che la maggior perdita di righe si ha in alto del quadro, perchè l'impulso di soppressione verticale si estende maggiormente dopo l'inizio del ritorno, che prima di esso.

Si richiama in fine l'attenzione sul fatto che se i tempi di ritorno di riga e di quadro avessero esattamente la stessa durata dei rispettivi impulsi di soppressione, si avrebbe una perdita di righe minore, equivalente alla durata del ritorno verticale, ma non si verificherebbe alcuna diminuzione delle dimensioni dell'immagine, perchè gli spegnimenti inizierebbero all'istante in cui i denti di sega avrebbero la massima ampiezza, mentre cesserebbero all'istante in cui i denti sarebbero ridotti a zero. Il reticolo si presenterebbe allora colle linee orizzontali

più spaziate di quello che sarebbero se il dente di sega verticale fosse ideale, ossia se il tempo di ritorno di quadro fosse nullo; precisamente la spaziatura equivarrebbe al rapporto fra la piena altezza dell'immagine e il numero delle righe utili (ossia il numero di righe nominali diminuito delle righe comprese nel ritorno verticale), ma, lo ripetiamo, le dimensioni del quadro sarebbero intatte, equivalenti cioè ai segmenti *l* ed *h* di fig. 15.

LEZIONE IX

LA TRASMISSIONE DELLE FREQUENZE VIDEO

Si è visto che le correnti fotoelettriche generate dalla traduzione luce corrente nel processo d'analisi di un'immagine televisiva hanno una vastissima gamma di frequenze compresa fra « zero » (componente continua) ed un limite superiore dipendente dalle caratteristiche dello standard adottato (numero di righe e numero di immagini al secondo). Tale limite superiore della gamma delle frequenze video è di MHz 2,7 per lo standard inglese a 405 righe e 50 immagini secondo, di 4 MHz

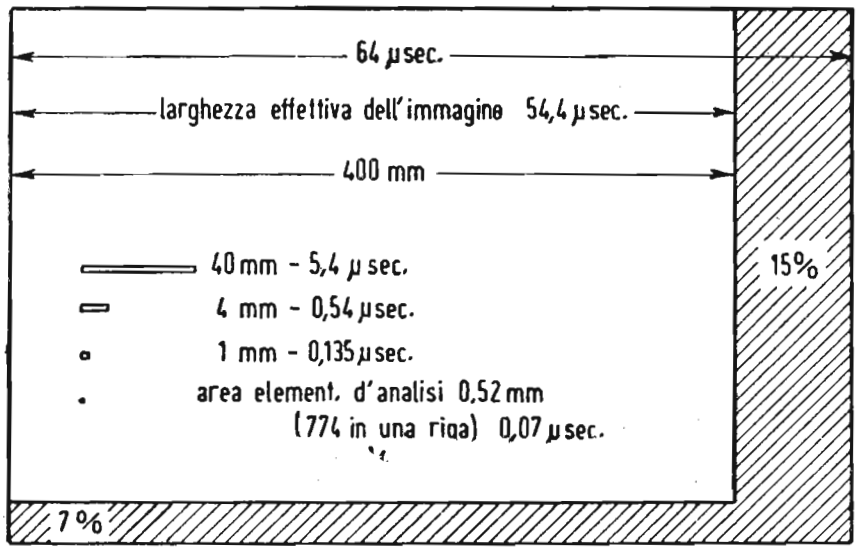


Fig. 16. — Analisi dei tempi di scansione e risoluzione orizzontale. Standard italiano 625 righe.

per lo standard americano a 525 righe e 60 immagini secondo, di 5 MHz per lo standard europeo a 25 righe e 50 immagini secondo, ed è infine di MHz 8,5 per lo standard francese a 819 righe e 50 immagini secondo,

Abbiamo inoltre visto nelle precedenti lezioni che tali alte frequenze sono originate dal fatto che il segnale video contiene, durante il percorso di analisi di una riga, rapidissimi cambiamenti di valore che si verificano in un tempo enormemente minore di quello di circa 50 microsecondi relativo all'analisi di una riga. Questi rapidi cambiamenti in valore del segnale video,

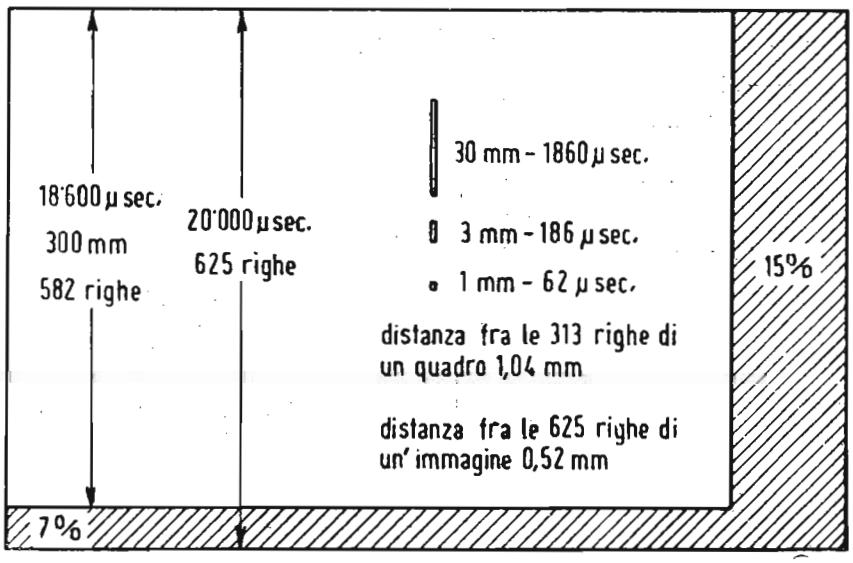


Fig. 17. — Analisi dei tempi di scansione e risoluzione verticale. Standard italiano 625 righe.

corrispondono a frequenze straordinariamente alte; abbiamo però visto che le norme tecniche imposte dallo standard italiano limitano l'estensione di tali frequenze al valore di 5 MHz, a causa della restrizione a 7 MHz del canale di trasmissione totale. Evidentemente come d'altronde è stato già detto in precedenza, il limite superiore di 5 MHz comprende tutte le altre frequenze inferiori, dal valore di 5 MHz in giù.

La relazione fra la frequenza di variazione del segnale video e la corrispondente informazione visiva riprodotta sullo schermo del tubo ricevente è illustrata nelle figure 16 e 17. Da esse risulta che una determinata lunghezza orizzontale o verticale di una porzione d'immagine richiede un determinato periodo di tempo d'analisi e ciò determina la rapidità delle corrispondenti

variazioni d'ampiezza del video segnale che si verificano per diversi livelli di luce nell'immagine da riprodurre.

Per convertire le dimensioni di un elemento di immagine da riprodurre in valori di frequenza video, è dapprima necessario calcolare il tempo richiesto per l'analisi dell'elemento stesso.

Questo tempo può essere considerato come quello richiesto da un mezzo periodo di segnale video necessario per riprodurre l'elemento d'immagine stesso. Raddoppiando quindi tale tempo onde ottenere il tempo di un intero periodo e prendendo poscia l'inverso di tale valore, avremo il voluto valore di frequenza.

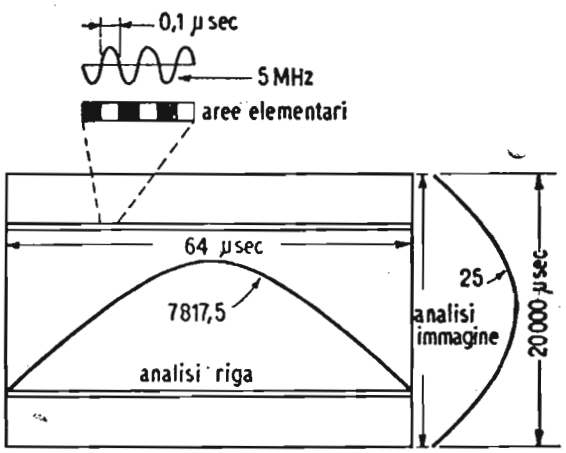


Fig. 18. — Relazione fra frequenze video e lunghezza d'onda nell'analisi TV.

N.B. — Leggere, nella figura, 7812,5 in luogo di 7817,5.

Riferendoci alla figura 16 è facile vedere che una porzione di riga orizzontale d'analisi di lunghezza pari alla decima parte della larghezza dell'immagine riprodotta viene analizzata orizzontalmente nel tempo di poco più di 5 microsecondi. Pertanto il segnale video relativo a questo tratto di riga nera preceduto e seguito da un campo bianco, corrisponde a mezzo periodo di una variazione del segnale di durata pari a circa 10 microsecondi e pertanto ad una frequenza di circa 100.000 per.

Un identico ragionamento si può fare relativamente alla riproduzione di elementi d'immagine in senso verticale, come è illustrato nella fig. 17. In questo caso le dimensioni degli elementi nella direzione verticale vengono convertite in frequenza, in relazione al tempo di analisi verticale di circa 1/50 di secondo (frequenza di quadro). Ciò corrisponde ad un dettaglio video comparativamente molto più basso dei dettagli riprodotti lungo una riga d'analisi. Se la variazione video viene riferita dalla cima al fondo del quadro d'immagine lungo tutte le 625 righe d'analisi dell'immagine stessa, tale variazione corrispon-

derà a mezzo periodo di un segnale la cui frequenza sarà approssimativamente di 25 periodi.

Nella fig. 18 sono ancora riassunti tali concetti di frequenza video e lunghezza d'onda sull'immagine.

Quando la luminosità media dell'immagine varia da quadro a quadro, la frequenza del corrispondente segnale video è più bassa di 25 periodi; ciò può essere considerato come un cambiamento del valore della componente continua e quindi riprodotto mediante un dispositivo di reinserzione di tale componente del quale verrà accennato con dettaglio più innanzi.

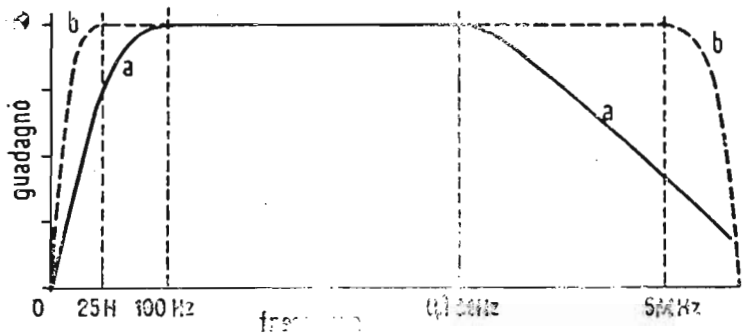


Fig. 19. — Caratteristica di responso di un amplificatore a video-frequenza a resistenza-capacità. *a*) non corretto (curva a tratto pieno); *b*) corretto (curva tratteggiata).

Allo scopo di mantenere la forma originale del segnale video, il canale di trasmissione e quindi gli amplificatori relativi devono essere capaci di amplificare questa larga gamma di frequenze senza alcuna distorsione. Ciò non è invero molto semplice in quanto che ogni amplificatore tende a manifestare distorsioni di fase e distorsioni di frequenza, quando deve funzionare entro una banda di frequenze così larga.

L'incapacità di un amplificatore di trasmettere amplificate uniformemente tutte le frequenze entro la larga banda già considerata, è chiamata distorsione di frequenza. Ciò significa che l'amplificazione non è uniforme per tutte le frequenze ma è selettiva per alcune di esse o per una gamma di esse. La curva di responso di un buon amplificatore video deve essere evidentemente piatta ed uniforme entro la gamma di frequenze anzidetta. Quando un amplificatore video possiede una curva di responso del genere di quella di fig. 19-b, si può ritenere che tale amplificatore non introduce alcuna distorsione di frequen-

za. In tal caso tutte le frequenze sono amplificate nella stessa misura ed il segnale video in uscita dall'amplificatore riproduce, in scala diversa naturalmente, l'identica forma del segnale video in ingresso.

Ordinariamente la curva di guadagno di un amplificatore video non corretto secondo i criteri che esamineremo fra poco, incomincia a scendere a partire dalle frequenze oltre i 100.000 periodi (fig. 19-a); all'altro estremo della banda di frequenze (sotto i 100 periodi) si verifica pure un'insufficiente amplificazione (curva piena fig. 19-a). Risulta già pertanto da quanto precede, che un amplificatore a video frequenza mentre possiede normalmente un responso piatto nella gamma delle frequenze medie, necessita di una adeguata compensazione per la gamma di frequenze alte dai 100.000 periodi in su e basse dai 100 periodi in giù.

La mancanza delle alte frequenze è rivelata dall'assenza dei dettagli fini nell'immagine riprodotta e dai passaggi fra le aree nere e bianche, o viceversa, che non sono netti ma sfumati.

La mancanza delle frequenze più basse si manifesta nella riproduzione di un'immagine televisiva, nell'incapacità di riprodurre con tonalità uniforme larghe aree bianche o nere. Inoltre alla destra di aree bianche o nere compare una coda sfumata.

Un'altra causa di grave distorsione in un amplificatore a video frequenza, risiede nel ritardo di trasmissione che vengono ad assumere alcune frequenze rispetto ad altre della gamma da trasmettere. Se il ritardo di trasmissione fosse uguale per tutte le frequenze della gamma da trasmettere non si avrebbe alcun inconveniente. Quest' ultimo caso si verifica nel caso in cui lo sfasamento è proporzionale alla frequenza e quindi il ritardo di tempo di trasmissione è uniforme. Un tempo di trasmissione non uniforme per tutte le frequenze da amplificarsi è generalmente presente in un amplificatore video a causa della reattanza propria dei circuiti di placca e griglia.

La reattanza capacitiva dei circuiti non varia linearmente con la frequenza e pertanto l'angolo di fase e quindi il ritardo di trasmissione di una frequenza rispetto ad altre, dipende dal rapporto della reattanza alla resistenza del circuito.

Questo importante argomento verrà ripreso più innanzi.

L'AMPLIFICATORE A VIDEO FREQUENZA

L'amplificazione lineare di una gamma di frequenza così ampia, nonchè il rispetto delle reciproche relazioni di fase (sfasamenti nelle video frequenze, che si traducono in una evidente perdita di definizione, mentre è noto che l'orecchio è particolarmente insensibile agli sfasamenti delle audio frequenze), costituiscono un problema di fondamentale importanza sia per gli apparati video trasmittenti, sia per i radio ricevitori televisivi.

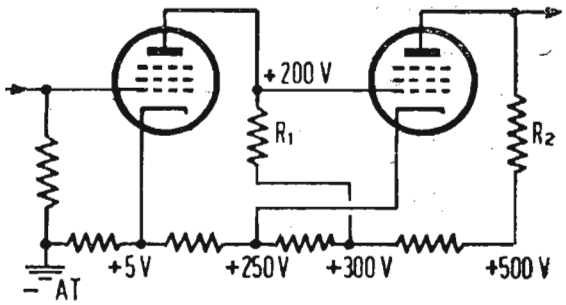


Fig. 20. — Schema di principio di un amplificatore ad accoppiamento diretto.

Un amplificatore a video frequenza è in generale del tipo così detto a resistenza-capacità, di costituzione ben nota ai radiotecnici. La differenza principale fra un amplificatore a radio frequenza od a audio frequenza, consiste nell'appropriato dimensionamento degli organi di accoppiamento (resistenze e capacità) nonchè nell'introduzione di speciali circuiti di compen-

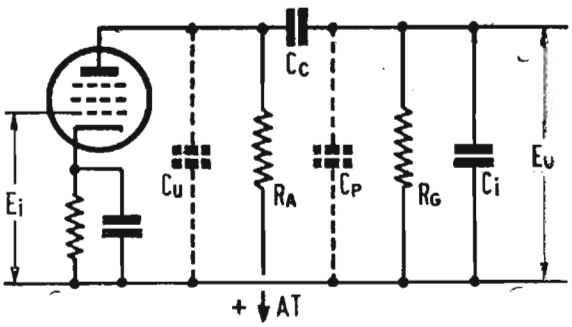


Fig. 21. — Elementi in giuoco in uno stadio amplificatore a resistenza-capacità.

sazione aventi lo scopo di estendere senza sfasamenti apprezzabili la gamma delle frequenze più alte e più basse.

Esiste in verità un particolare tipo di amplificatore così detto ad accoppiamento diretto (senza quindi la necessità di usare condensatori di accoppiamento fra i singoli stadi dell'amplificatore stesso) il quale sarebbe adattissimo allo scopo di

ottenere un'amplificazione perfettamente uniforme delle frequenze più basse della gamma da trasmettersi, giungendo sino alla frequenza « zero » (corrente continua).

Diciamo subito però che questo tipo di amplificatore è di realizzazione pratica molto complessa, agli effetti delle alimentazioni anodiche e di griglia. Esso comunque trova qualche applicazione limitatamente a soli due stadi ad accoppiamento diretto; l'adozione di un numero maggiore di stadi porterebbe a complicazioni eccessive e non giustificabili in pratica. La fig. 20

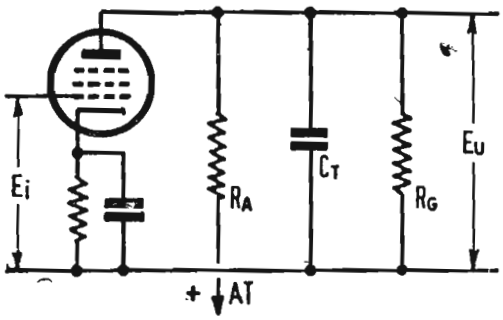


Fig. 22. — Schema semplificato nei rispetti delle alte frequenze video.

dà lo schema elettrico di un tale amplificatore ad accoppiamento diretto.

Come abbiamo già accennato prima, l'amplificatore classico a resistenza-capacità senza le speciali correzioni da introdursi per l'ottenimento di un'amplificazione uniforme di tutta la gamma delle video frequenze, possiede un responso rappresentato all'incirca nella fig. 19-a.

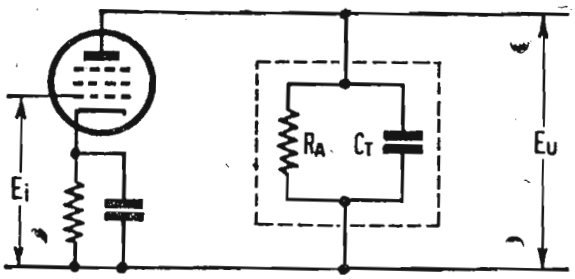


Fig. 23. — Ulteriore semplificazione nei rispetti delle alte frequenze video.

Come è facile rilevare sotto i 100 periodi e sopra i 100 mila periodi la curva di responso cade.

Negli amplificatori a video frequenza del genere ora accennato, possono impiegarsi tubi elettronici (valvole) del genere « pentodo » o del genere « triodo ». Il « pentodo » viene generalmente preferito.

Si richiede comunque, in generale, che tali tubi elettronici

posseggano un'alta conduttanza mutua ed una bassa capacità d'entrata (griglia) e d'uscita (placca).

Il mezzo principale per ridurre gli effetti dannosi alla linearità del responso alle alte frequenze, è quello di usare resistenze anodiche di basso valore.

Si consideri la fig. 21 che rappresenta uno stadio amplificatore con accoppiamento a resistenza-capacità. In esso C_U è la capacità d'uscita di un determinato stadio, C_i è la capacità d'entrata nello stadio successivo e C_P è la capacità distribuita del circuito d'accoppiamento.

La fig. 22 riporta il circuito equivalente per ciò che riguarda le considerazioni che seguono, circa il comportamento alle alte frequenze.

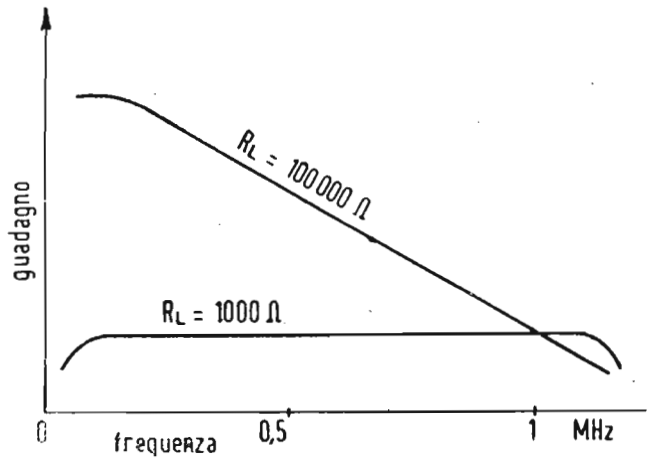


Fig. 24. — Responso alle alte frequenze video in funzione della resistenza di carico anodico.

Nei rispetti delle alte frequenze la reattanza della capacità di accoppiamento C_C è molto piccola e può venir assimilata ad un corto circuito agli effetti delle video tensioni in gioco e pertanto tale capacità non appare in fig. 22.

Le capacità di C_i, C_U, e C_P vengono a trovarsi in parallelo e possono pertanto raggrupparsi in un'unica capacità risultante e che possiamo chiamare C_T.

Poichè normalmente la resistenza di griglia R_G è di valore molto maggiore della resistenza anodica R_A, il suo effetto « parallelo » è talmente piccolo che per semplificazione delle considerazioni che seguono, può essere trascurato.

Il circuito così semplificato può essere pertanto assimilato a quello di fig. 23.

L'impedenza di placca Z_O è allora eguale al complesso delle impedenze di R_A e C_T in parallelo, e se la reattanza capacitiva X_{CS}, di C_T è bassa in paragone a R_A, tale impedenza Z_O sarà notevolmente minore del valore che avrebbe assunto senza l'effetto « shuntante » della reattanza capacitativa X_{CS}.

Sotto espressione numerica l'impedenza Z_O è data da:

$$Z_O = \frac{R_A \cdot X_{CS}}{\sqrt{R^2_A + X^2_{CS}}}$$

Alle frequenze più basse il valore di X_{CS} sarà molto maggiore di quello di R_A: con ciò il suo effetto « shuntante » su R_A sarà praticamente trascurabile. In queste condizioni pertanto, il valore di Z_O è uguale a R_A, mentre come si è visto alle alte frequenze l'effetto di C_T provoca una diminuzione del valore di Z_O.

Il guadagno di uno stadio amplificatore a pentodo è dato dal valore dell'impedenza di carico nel suo circuito anodico, moltiplicato per la conduttanza mutua G_m del pentodo impiegato: cioè il « guadagno per stadio » è dato da $G_m \times Z_O$.

E' evidente pertanto, che per l'ottenimento di un'amplificazione uniforme in tutta la gamma delle video frequenze è necessario che l'impedenza Z_O rimanga praticamente costante entro tale gamma.

Si procura di realizzare questa esigenza, scegliendo tubi amplificatori a bassa capacità interna, in modo da mantenere la reattanza X_{CS} più alta possibile in rapporto a R_A.

Un altro mezzo è di adottare per R_A un basso valore, tale che la sua impedenza alle alte frequenze sia notevolmente minore all'impedenza « shuntante » X_{CS}.

Esaminiamo un caso pratico.

Si supponga che il tubo amplificatore dei circuiti di fig. 22 e 23 possegga una conduttura mutua di 0,009 mho, che la resistenza di placca R_A abbia il valore di 100.000 ohm, e che la capacità interelettrodica shuntante sia di 30 pF.

Il guadagno dell'amplificatore è dato da $G_m \times Z_O$. Alla frequenza di 100 periodi, Z_O sarà uguale a R_A inquantochè la reattanza della capacità C_T che in questo caso è di 30 pF, è uguale a circa 50 megaohm, e può essere perciò trascurata. Pertanto il guadagno dell'amplificatore a 100 periodi sarà:

$$G_m Z_O = 0{,}009 \times 100.000 = 900$$

Alla frequenza di 1 megaHertz, la reattanza C_T sarà all'in-

circa di 5000 ohm ed il conseguente valore Zo sarà:

$$\frac{R_A \cdot X_{CS}}{\sqrt{R^2_A + X^2_{CS}}} = \frac{100.000 \times 5000}{\sqrt{100.000^2 + 5000^2}} = \text{c.a } 5000 \text{ ohm}$$

Pertanto il guadagno dell'amplificatore ad 1 MHz sarà:

$$0{,}009 \times 5000 = 45$$

E' facile quindi rilevare che nel caso considerato il guadagno a 100 Hertz è circa 20 volte maggiore di quello ad 1 MHz, ed il guadagno dell'amplificatore è ben lungi dall'essere uniforme nella gamma delle video frequenze qualora venga adottato un alto valore (100.000 omh) per R_A.

La caratteristica di responso in tali condizioni è indicata in figura 24.

Si supponga ora che il valore di R_A sia ridotto ad es. a 1000 ohm.

Il guadagno dell'amplificatore a 100 hertz sarà ora:

$$Gm \times Zo = 0{,}009 \times 1000 = 9$$

Alla frequenza di 1 MHz, l'impedenza Zo sarà di:

$$Zo = \frac{R_A \cdot X_{CS}}{\sqrt{R^2_A + X^2_{CS}}} = \frac{1000 \times 5000}{\sqrt{1000^2 + 5000^2}} = 980 \text{ ohm}$$

e pertanto il guadagno a tale frequenza (1 MHz) sarà uguale a:

$$0{,}009 \times 980 = 8{,}8$$

Adattando quindi un basso valore di resistenza anodica di carico, il guadagno viene molto ridotto, ma il responso complessivo nell'intera gamma delle video frequenze risulta praticamente uniforme. Ciò è messo in evidenza nel diagramma di fig. 24 ove infatti da un guadagno di 9 o 100 hertz, si passa a 8,8 a 1 MHz.

Circuiti correttori

Oltre all'adozione di bassi valori di resistenza anodica di carico, l'uniformità di guadagno di un amplificatore nell'intera gamma delle video frequenze, può essere migliorata (oltre all'accrescimento del guadagno complessivo) mediante l'adozione di particolari circuiti di compensazione delle alte frequenze.

Vi sono diversi metodi per ottenere tale risultato.

Uno di essi risulta dalla fig. 25. In questo circuito C_U rappresenta la capacità d'uscita d'uno stadio amplificatore comprendente altresì tutte le capacità parassite; C_i rappresenta la

capacità dell'entrata della stadio successivo, pure comprensiva delle capacità **parassite.**

R_G è la consueta resistenza di griglia di valore molto superiore alla resistenza anodica di carico R_A dello stadio precedente.

In serie alla resistenza di carico R_A viene posta una piccola induttanza di compensazione L_o; ciò è conosciuto sotto il nome di metodo di « compensazione in parallelo » (shunt peaking) delle alte frequenze.

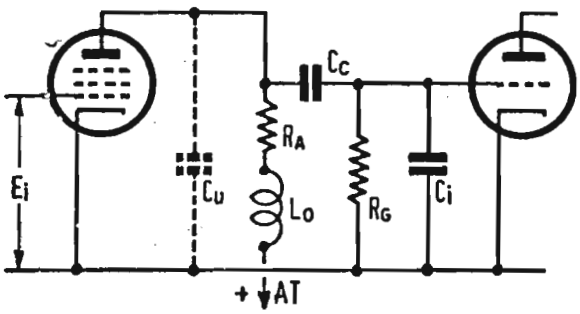


Fig. 25. — Correzione «in parallelo» per le alte frequenze video. L_o = bobina di « peaking »

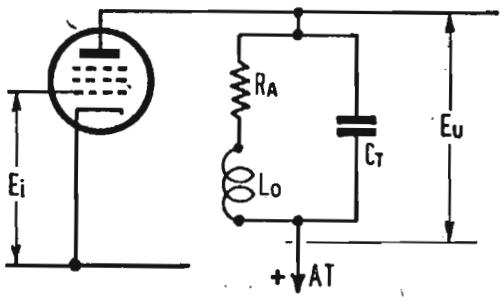


Fig. 26. — Schema semplificato correzione delle alte frequenze video con bobina di «peaking» in parallelo.

Alle alte frequenze, l'induttanza L_o costituisce una sorta di circuito risonante a sintonia molto piatta, assieme alle capacità parassite C_T, come risulta evidente dal circuito equivalente di fig. 26; ciò serve ad assicurare un'impedenza praticamente costante entro tutta la gamma di frequenze da amplificarsi.

Il valore di L_o è scelto in modo che la frequenza di risonanza è un po' più alta del massimo valore di frequenza da amplificarsi. Tale metodo di correzione non ha praticamente effetto per le basse e le medie frequenze della gamma video.

Il massimo valore usabile per R_A in relazione all'ottenimento di un guadagno uniforme, dipende dal valore delle capacità derivate totali e dal limite superiore delle frequenze da amplificarsi.

In pratica, alla resistenza anodica di carico R_A viene dato un valore uguale alla reattanza delle capacità derivate C_T in corrispondenza alla massima frequenza desiderata.

La reattanza della bobina di compensazione L_o, ha generalmente un valore pari alla metà di quello della reattanza della

capacità derivata C_T alla massima frequenza da amplificarsi.

Il guadagno relativo di questo tipo di circuito alle più alte frequenze è simile a quello delle basse e medie frequenze ove tale guadagno è dato da $G_m \times R_A$.

Un altro tipo di circuito correttore conosciuto sotto la denominazione di « compensazione in serie » è mostrato in fig. 27 in tale circuito l'induttanza di compensazione L_C è disposta in serie colla capacità d'accoppiamento C_C; esso fornisce un quadagno che è circa del 50% superiore a quello del circuito pre-

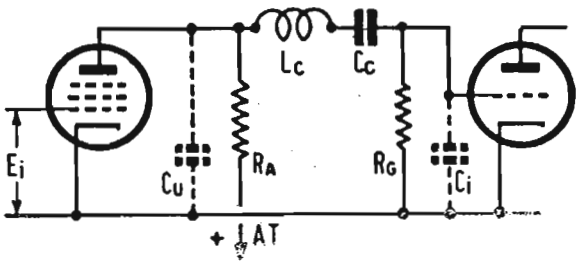


Fig. 27. — Correzione « in serie » per le alte frequenze video. L_C = bobina di « peaking ».

cedente a « compensazione in derivazione ». Il guadagno maggiore è dovuto al fatto che la capacità C_U viene a trovarsi separata dalla capacità C_i per mezzo dell'induttanza in serie L_C, col conseguente risultato che la resistenza di carico R_A viene

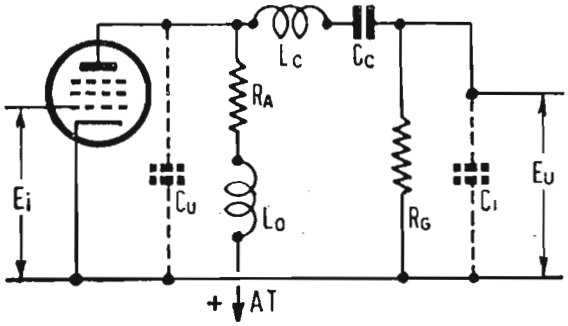


Fig. 28. — Correzione « serie-parallelo » per le alte frequenze video.

« shuntata » dalla sola capacità C_U e pertanto il valore di R_A può venire proporzionalmente aumentato, accrescendo il guadagno senza compromettere il responso per le alte frequenze.

Inoltre, alle alte frequenze, l'induttura L_C costituisce un circuito risonante in serie (a sintonia appiattita) con la capacità d'entrata C_i e per tale ragione la tensione creata ai capi di C_i tende ad aumentare coll'approssimarsi delle frequenze al punto risonanza del circuito L_C-C_i: ciò mantiene alto il guadagno alle alte frequenze.

Il punto di risonanza di *Lc-Ci* è un po' più alto in frequenza della massima frequenza che si desidera amplificare.

Per ottenere il massimo guadagno con questo metodo, è necessario che il rapporto fra le capacità *Ci/Cu* sia prossimo a 2.

Il valore delle resistenza anodica di carico *RA* è generalmente 1,5 volte il valore della reattanza presentata dalle capacità derivate *Ci* + *Cu* alla frequenza più alta da amplificarsi.

Un terzo circuito che fornisce un guadagno di circa l'80% superiore a quello del circuito a « compensazione derivata » è mostrato in fig. 28 ed è noto sotto la denominazione di « compensazione serie-parallelo »; esso presenta i vantaggi dei due circuiti precedentemente illustrati senza introdurre compromessi od inconvenienti. La resistenza anodica di carico *RA* può essere tenuta ad un valore maggiore di quello tollerato in entrambi i metodi precedenti, accrescendo così il guadagno complessivo dello stadio amplificatore.

Responso alle basse frequenze

La trasmissione fedele del livello d'illuminazione base di una scena rispettandone i valori relativi delle ombre e delle luci durante un determinato intervallo di tempo, richiede particolari esigenze per la corretta amplificazione delle frequenze basse o « quasi zero ».

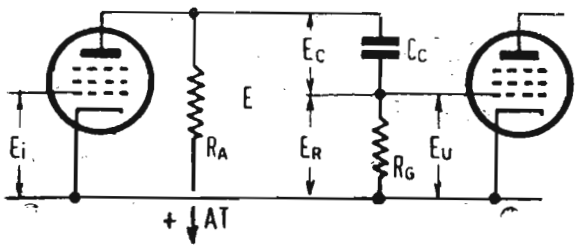


Fig. 29. — Comportamento dell'accoppiamento a resistenza-capacità alle basse frequenze.

Un tipo di amplificatore ideale sarebbe in tal caso quello a « corrente continua » con accoppiamenti diretti senza alcuna capacità intermedia. Questo tipo di amplificatore viene però raramente usato a causa delle difficoltà che insorgono per la speciale realizzazione delle alimentazioni anodiche e di filamento, originate dal fatto che la placca di un tubo amplificatore viene a trovarsi direttamente collegata con la griglia del tubo successivo (fig. 20).

Si preferisce generalmente adottare un normale amplificatore con accoppiamenti a resistenza - capacità opportunamente

realizzati, ristabilendo all'uscita di esso mediante particolari circuiti (d.c. restorer) la cosidetta « componente continua » persa attraverso gli accoppiamenti capacitivi.

In un amplificatore di video frequenze pertanto il responso alle basse frequenze deve estendersi molto più in basso di quello generalmente richiesto nei normali amplificatori di audio frequenze; un limite inferiore correntemente adottato è quello di 5 ÷ 10 Hertz.

Un tale limite può essere rispettato mediante un'opportuna scelta dei valori delle capacità d'accoppiamento e delle resistenze di griglia.

In molti ricevitori TV di produzione corrente si tiene come limite inferiore della gamma « video » la frequenza di ripetizione d'immagine (25 Hertz) affidando al dispositivo ristabilizzatore della c.c la trasmissione delle frequenze più basse.

Alle frequenze basse, la reattanza della capacità d'accoppiamento diviene apprezzabile in paragone della resistenza di griglia; in tal caso una parte delle video tensioni trasmesse è perduta attraverso la capacità d'accopiamento, con conseguente perdita di guadagno dell'amplificatore.

Ciò è reso evidente dal diagramma di fig. 29 ove la capacità d'accoppiamento C_C e la resistenza di griglia R_G formano un divisore di tensione. Col decrescere della frequenza, la reattanza di C_C aumenta, provocando una diminuzione della tensione applicata alla resistenza di griglia R_G: in altre parole solo una parte della tensione esistente ai capi della resistenza anodica di carico R_A viene trasferita alla griglia dello stadio successivo. La reattanza della capacità di accoppiamento può essere ridotta aumentando il valore capacitivo e diminuendo perciò la sua reattanza alle frequenze più basse.

In pratica non si ritiene conveniente accrescere il valore della capacità di accoppiamento oltre quello di 0,1 microfarad, poichè l'aumento delle dimensioni derivate, come abbiamo esaminato sopra, infirmano il responso dell'amplificatore alle alte frequenze.

Il valore della resistenza di griglia R_G può essere accresciuto in modo che esso risulti molto elevato nei rispetti della reattanza della capacità d'accopiamento alle basse frequenze: ne deriva che una maggior percentuale della tensione utile generata ai capi di R_A si manifesterà ai capi R_G. Peraltro il valore R_G è limitato da dati pratici fissati dal costruttore del tubo ampli-

ficatore che non possono essere superati se non compromettendo il funzionamento regolare del tubo stesso.

Un altro modo di compensazione del guadagno alle basse frequenze in un amplificatore a video frequenza è indicato in figura 30. Da essa si rileva l'inserzione di un complesso R_4-C_4 connesso in serie col circuito di placca, cioè in serie con la resistenza di accoppiamento R_3. L'effetto di questo circuito è quello di aumentare l'impendenza del circuito di placca col diminuire delle frequenze video amplificate. Il valore della capacità C_4, generalmente del tipo elettrolitico, è tale che per tutte le frequenze al di sopra di circa 100 periodi la sua reattanza è bassa in confronto della resistenza R_4; in pratica la capacità C_4 pone virtualmente in corto circuito la resistenza R_4, lasciando l'azione di quest'ultima realmente effettiva nella gamma delle frequenze basse.

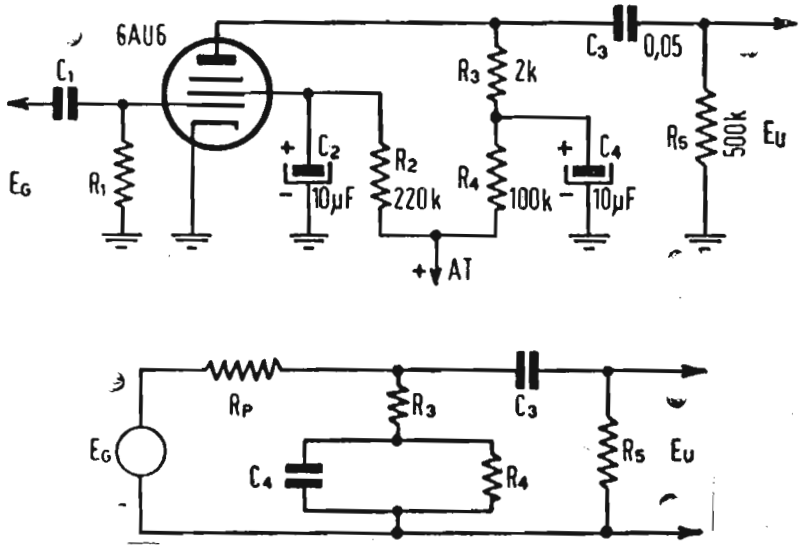


Fig. 30. — Correzione del responso alle basse frequenze.

Infatti col decrescere della frequenza, la reattanza della capacità C_4 aumenta, provocando in tal modo un aumento della resistenza del circuito anodico. Scegliendo opportunamente i valori della capacità C_4 e della resistenza R_4, cioè variando la costante di tempo del circuito, si possono variare gli effetti di compensazione desiderati.

Nella figura 31 sono mostrati gli effetti di cambiamento del guadagno alle basse frequenze in corrispondenza di tre diversi valori della costante di tempo del complesso R_4-C_4. In pratica

una costante di tempo di circa 1 secondo è normalmente adottata; per tale costante di tempo di un secondo i valori dei due elementi *R-C*, sono i seguenti:

$$R_4 = 100.000 \text{ ohm}, \; C_4 = 10 \text{ microfarad}$$

Altre cause di attenuazione o perdita di guadagno alle basse frequenze in un amplificatore a resistenza-capacità, sono dovute ai circuiti di schermo e di catodo del pentodo.

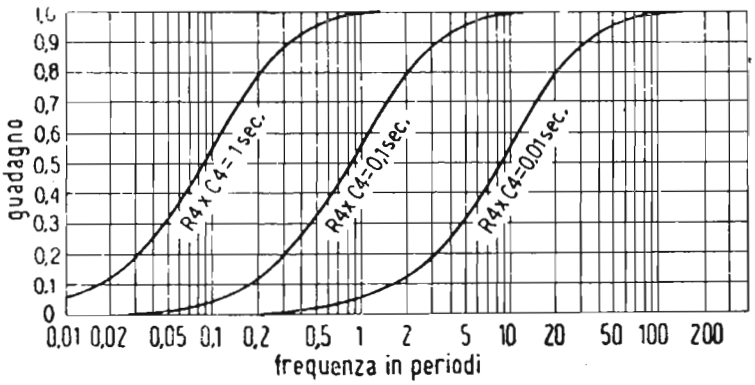


Fig. 31. — Effetti di correzione delle basse frequenze, secondo il circuito di fig. 30.

L'effetto dannoso del circuito di schermo alle basse frequenze é reso trascurabile dall'uso di una larga capacità di disaccoppiamento verso terra.

Quando, come generalmente accade, la polarizzazione di griglia negativa necessaria per il funzionamento del tubo amplificatore, viene ottenuta mediante l'inserzione di una resistenza catodica, quest'ultima resistenza può provocare una perdita di guadagno alle basse frequenze, qualora essa non sia sufficientemente « shuntata » da una capacità di alto valore. Tale capacità shunt aumenta la sua reattanza con la diminuzione della frequenza e perciò può provocare delle perdite di guadagno in tale gamma di frequenze.

Questa causa di perdita di guadagno alle basse frequenze può essere compensata come già detto aumentando convenientemente la capacità del condensatore in derivazione sulla resistenza catodica di polarizzazione della valvola. Inoltre l'effetto nocivo alle basse frequenze di tale condensatore può venire corretto coi circuiti di compensazione alle basse frequenze, poc'anzi accennati (fig. 30).

Allo scopo di eliminare quest'ultima causa di distorsione alle basse frequenze, alcuni amplificatori a video frequenza impiegano valvole amplificatrici col catodo direttamente posto a terra; in tal caso la necessaria tensione negativa di polarizzazione viene ottenuta dalla corrente di griglia attraverso una corrispondente resistenza di griglia di alto valore.

Autorizzazione del Tribunale di Milano 16 - 1 - 61 - N. 5502 del Registro
Direttore responsabile ALFONSO GIOVENE - Proprietà della Editrice Il Rostro
Distribuzione in abbonamento postale - Gruppo II
Distribuzione STE - Milano

CORSO
TEORICO - PRATICO DI
TELEVISIONE

DISPENSA

N. 6

SOMMARIO

LEZIONE X

Ancora sull'amplificatore a video-frequenza — Gli spostamenti di fase nell'amplificazione a video-frequenza — Correzione degli sfasamenti — Sfasamenti alle basse frequenze — Sfasamenti alle alte frequenze — La componente continua di un video segnale — La ricostituzione della componente continua del segnale video.
— Domande alle quali l'allievo deve rispondere.
— Domande e risposte su argomenti trattati nel 2° gruppo di 5 lezioni (VI, VII, VIII, IX, X - dispense 4ª, 5ª, 6ª).

TUTTI I DIRITTI RISERVATI ALLA
EDITRICE IL ROSTRO - MILANO

TIPOGRAFIA EDIZIONI TECNICHE - MILANO - VIA BALDO DEGLI UBALDI 6

LEZIONE X

ANCORA SULL'AMPLIFICAZIONE A VIDEO FREQUENZA

Colui che si accinge a specializzarsi nella tecnica televisiva, non deve perdere mai di vista che tale tecnica specialissima non si riduce solamente a circuiti o a dispositivi elettronici componenti ad es. un radio trasmettitore, un apparecchio da presa od un ricevitore, ma comprende una somma di cognizioni ed informazioni relative a tutta la complessa vicenda della trasmissione a distanza delle immagini televisive.

Molteplici sono gli argomenti sui quali attireremo l'attenzione dell'allievo, argomenti tutti della massima importanza al fine della sua completa istruzione, anche se apparentemente possano sembrare, non magari superflui, ma di secondaria importanza.

Ci intratterremo ora e nelle lezioni susseguenti su tre di tali argomenti:

1) Quello non mai sufficientemente posto in rilievo della distorsione di fase che si presenta nella trasmissione o meglio nell'amplificazione dei segnali a video frequenza;

2) quello non meno importante della componente continua del segnale televisivo;

3) infine quello fondamentale, non solo nella tecnica televisiva ma anche in quella fotografica, della riproduzione delle tonalità e dei contrasti di un'immagine con le relative leggi che la governano.

Questi tre argomenti ben distinti ed inquadrati, meritano un posto di primo piano nella cultura del tecnico specialista

in quanto che allargano enormemente l'orizzonte della sua competenza specifica nella tecnica televisiva e lo aiutano grandemente a comprendere ad a rendersi pienamente ragione di tutti i dispositivi e circuiti che gli verranno sottoposti sia durante questo nostro Corso d'istruzione, che in seguito durante l'esercizio pratico del suo diuturno lavoro.

GLI SPOSTAMENTI DI FASE NELL'AMPLIFICAZIONE A VIDEO FREQUENZA

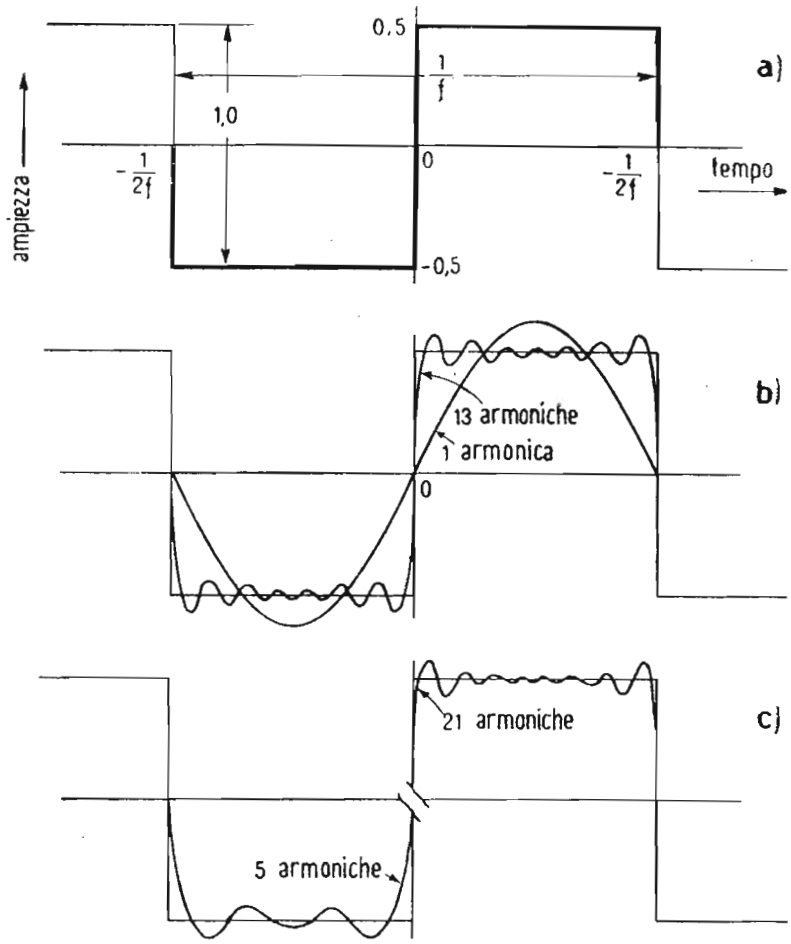


Fig. 32. — Scomposizione di un'onda rettangolare in armoniche sinoidali (serie di Fourier). *a*) forma d'onda rettangolare originale; *b*) scomposizione sino alla 13ª armonica; *c*) scomposizione sino alla 5ª e 21ª armonica.

Abbiamo già accennato che una delle principali cause di distorsione in un amplificatore a video frequenza è dovuta allo spostamento reciproco delle fasi nella vasta gamma delle frequenze amplificate. Si è anche accennato che mentre l'orecchio

non è sensibile agli spostamenti di fase delle frequenze acustiche del valore generalmente presente negli amplificatori ad audio frequenza (e pertanto nella tecnica radio normale tale effetto viene generalmente trascurato), non così si verifica nell'amplificazione delle video frequenze. Nel caso, infatti, di un amplificatore a video frequenza, le differenze reciproche di fase e di tempo fra le varie frequenze amplificate, se non opportunamente corrette, possono causare delle gravi deficienze di qualità nelle immagini riprodotte sul tubo catodico.

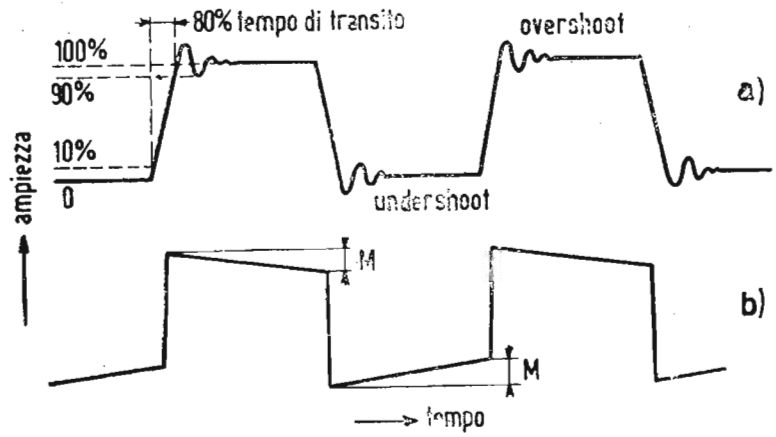


Fig. 33. — Anomalie che si verificano a seguito di incorretta compensazione delle alte (*a*) e basse (*b*) frequenze video.

Abbiamo già visto che il segnale video da amplificare contiene normalmente forme d'onda del tipo rettangolare. Ciò si verifica quando il processo di analisi televisiva interessa bruschi passaggi da aree bianche ad aree nere o viceversa, in una immagine da trasmettersi. Si è anche visto che la lunghezza dell'elemento di riga analizzato (bianco o nero non ha importanza) determina un semi periodo della frequenza interessata (figg. 16 e 17). Tale frequenza deve essere evidentemente considerata come la frequnza fondamentale per quel particolare andamento dell'analisi dell'immagine.

Si è inoltre visto nelle precedenti lezioni che un'onda rettangolare è composta della sua frequenza fondamentale seguita da un certo numero di frequenze armoniche di differente ampiezza (ciò che in termini matematici si chiama sviluppo in serie di Fourier, fig. 32). Da ciò pertanto deriva la necessità della trasmissione uniforme della larga banda delle frequenze video, che come abbiamo già visto, si estendono sino a 5 megaHertz.

Occorre infatti tener presente che la necessità di trasmettere una larga banda di frequenze video ai 5 megaHertz, non è imposta solamente dalla possibilità di riproduzione dei minimi dettagli dell'immagine, ma altresì dalla possibilità di trasmissione fedele di forme d'onda rettangolari quali possono essere i segnali di soppressione, i segnali di sincronismo ed alcuni segnali video derivanti dall'analisi di un'immagine con bruschi passaggi da aree bianche a nere o viceversa, in modo da mantenere quanto più verticali possibile i fronti d'ingresso e d'uscita di tali segnali (fig. 32-a).

Sotto quest'ultimo riguardo non si deve dimenticare che la trasmissione fedele della forma dei segnali sincronizzanti, qua-

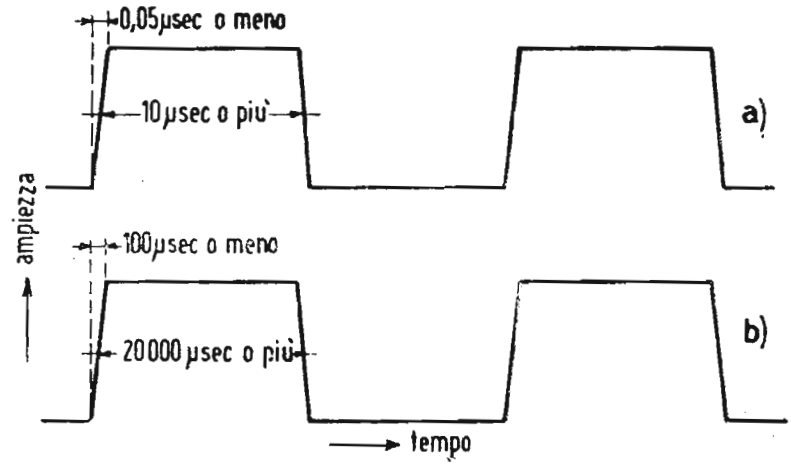


Fig. 34. — Tolleranze correntemente ammissibili nella trasmissione di segnali rettangolari. *a*) con corretta compensazione delle alte frequenze; *b*) con corretta compensazione delle basse frequenze.

li si sono esaminati nella lezione riguardanate i vari standard televisivi, è strettamente legata all'esistenza effettiva della uniforme trasmissione di una larga banda di frequenze, estendentesi sino ai 5 megaHertz.

Una compensazione non corretta di un amplificatore a video frequenza, può originare nella trasmissione di forme d'onda rettangolari, dei fenomeni tipici, detti di « superamento » (overshoot e undershoot) illustrati nella fig. 33-a. Una imperfetta compensazione delle frequenze basse può viceversa dar luogo a delle deformazioni di forme d'onda rettangolari sul tipo mostrato nella figura 33-b.

I fenomeni di « superamento » (overshoot e undershoot) illustrati nella fig. 33-a, corrisponderanno sull'immagine ad un segnale anormale, il quale sarà visibile solo nel caso in cui la

sua lunghezza sia superiore alla dimensione dell'area elementare d'immagine discernibile ad una determinata distanza d'osservazione, e la sua altezza non superi 1/100 dell'altezza del segnale rettangolare da trasmettersi.

Sarà solamente quando l'altezza dell'« overshoot » superi tale valore, che si vedranno i contorni neri dell'immagine seguiti da un bordo bianco.

Si tenga comunque presente che quest'effetto, se non è esagerato, può riuscire favorevole alla migliore percezione dei dettagli dell'immagine. In pratica un « overshoot » non superiore al 4% è non solo tollerabile, ma desiderabile.

I requisiti correntemente richiesti in un amplificatore a

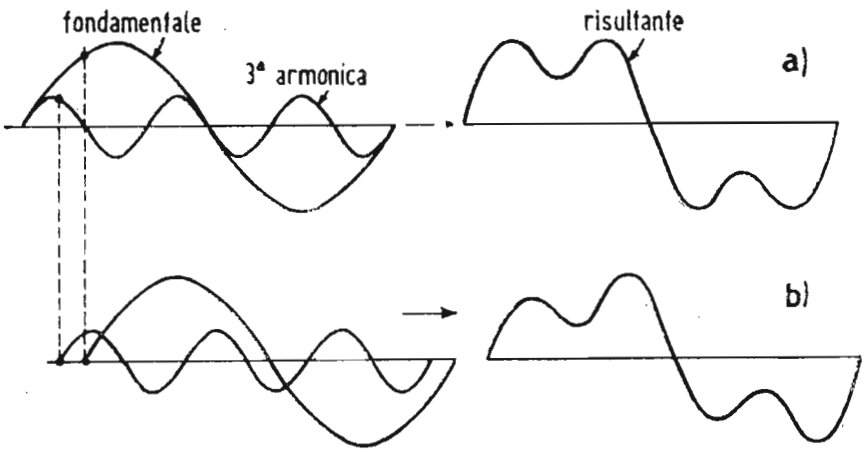


Fig. 35. — Distorsioni nella forma d'onda derivanti da sfasamento delle armoniche componenti.

video frequenza per una corretta trasmissione di segnali rettangolari sono dati dai due diagrammi della fig. 34. In fig. 34-a sono date le tolleranze ammissibili per la trasmissione di una forma d'onda rettangolare a seguito di una corretta compensazione delle frequenze alte; in fig. 34-b sono date le medesime tolleranze per la correzione delle frequenze basse.

La distorsione di fase provoca inoltre una distorsione asimmetrica della forma d'onda trasmessa. Ciò deriva dal fatto che, come già è stato detto, ogni forma d'onda non sinoidale, può essere scomposta in un certo numero di onde sinoidali (scomposizione in serie di Fourier) fondamentale ed armoniche relative, le quali all'uscita della catena di trasmissione video non si vengono più a trovare nella stessa relazione di fase che all'ingresso della catena, rendendo così impossibile la ricostruzione

fedele della forma d'onda originale. La fig. 35 illustra questo asserto. Infatti mentre nella fig. 35-a la trasmissione in fase della fondamentale e della terza armonica danno come risul-

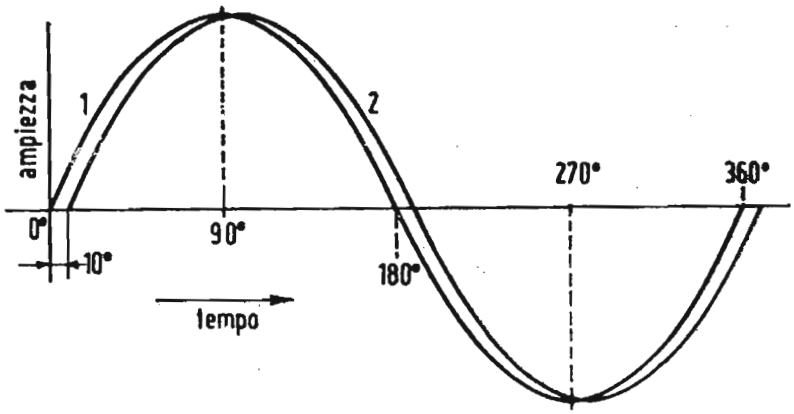


Fig. 36. — Sfasamento di due onde sinoidali.

tante una determinata forma d'onda (a destra), nella fig. 35-b la trasmissione dell'onda fondamentale in ritardo sulla sua terza armonica dà luogo ad una forma d'onda risultante dissimmetrica (a destra).

CORREZIONI DEGLI SFASAMENTI

Dalle nozioni di radio tecnica noi già sappiamo che ogni stadio amplificatore provoca uno spostamento di fase di 180 gradi fra il segnale in ingresso sulla griglia ed il corrispondente segnale amplificato in uscita della placca. In un amplificatore a video frequenza però tale spostamento di fase di 180 gradi per ogni stadio amplificatore, non è costante per tutta la vasta gamma di frequenza interessata, causando così una differenza di fase relativa fra le varie frequenze, sia in valore (numero di gradi, che in senso (in anticipo od in ritardo).

Ritardo di fase è equivalente a ritardo di tempo. Nella fig. 36 è rappresentata un'onda 2 in ritardo di 10° sull'onda 1. Il ritardo di tempo è in questo caso il tempo corrispondente a 10° del periodo totale di 360°. Tale ritardo di tempo varia con la frequenza. Ad esempio, un'onda con frequenza di 100 periodi, compie un periodo completo di 360° in 1/100 di secondo. Il tempo corrispondente a 10° in tale periodicità è:

$$\frac{10}{360} \times \frac{1}{100} \text{ secondi}$$

pari a circa 0,000278 sec. cioè 278 microsecondi.

In questo tempo, lo « spot » analizzatore può spostarsi in direzione verticale di oltre 4 righe.

Si comprende da questo esempio che la distorsione di fase è estremamente dannosa alle basse frequenze, poichè anche un minimo spostamento di fase corrisponde ad un relativamente grande ritardo di tempo e quindi di posizione reciproca di elementi di un'immagine.

SFASAMENTI ALLE BASSE FREQUENZE

Nella regione delle basse frequenze, cioè da circa 100 periodi in giù, la distorsione introdotta nell'amplificatore dalla presenza del condensatore di accoppiamento e della resistenza di griglia (C_C ed R_G in figura 21) non si limita ad introdurre una diminuzione non uniforme del guadagno, ma introduce altresì uno sfasamento in anticipo, che aumenta con la diminuzione della frequenza. Tale spostamento di fase è proporzionale al rapporto fra la reattanza della capacità di accoppiamento (X_C) e la resitenza del circuito di griglia (R_G) ed è dato dalla espressione:

$$\text{Sfasamento} = \frac{X_C}{R_G} = \frac{1}{2\pi FC R_G}$$

ove C_C è la capacità di accoppiamento ed F la frequenza.

Per renderci esatto conto dell'entità di tali spostamenti di fase abbiamo raccolto nella tabella che segue alcuni dati numerici relativi agli effetti provocati da un complesso R-C i cui valori sono rappresentati nella figura 37 (valori usati nella pratica corrente) (vedi pagina seguente).

E' facile constatare che un piccolo spostamento di fase, misurato in gradi, può provocare una notevole differenza di tempo alle frequenze molto basse.

L'effetto che si riscontra in tal caso su un'immagine ricevuta è quello di una coda sfumata ai bordi di ampie aree nere o bianche, oltre ad una ineguale riproduzione delle tonalità luminose di tali aree. Inoltre uno spostamento di fase eccessivo alle frequenze molto basse (dai 1 ai 15 periodi) provocherà altresì un

do, poichè l'effetto causato anche da un singolo elemento di ve (Tabella A).

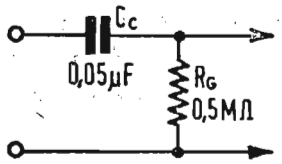


Fig. 37

TABELLA A

Frequenza F Hz	Sfasamento tgφ = 6,37/F	Angolo di sfasamento φ	Anticipo di tempo μsec.	Spostamento elementi d'immagine per larghezza 250 mm e per H = 64 μ sec
200	0,03183	= 1,82°	25,3	97,5
100	0,0637	= 3,64°	101,3	1 riga + 146 mm
70	0,091	= 5,20°	206	3 righe + 54 mm
50	0,1274	= 7,32°	407	6 righe + 88 mm
30	0,2123	= 12°	1110	17 righe + 80 mm

Poichè tali spostamenti di fase sono in anticipo, essi possono venire corretti mediante un circuito derivato costituito da una capacità in parallelo con una resistenza dello stesso tipo di quello esaminato per compensare le perdite di guadagno alle basse frequenze (R_4 - C_4 fig. 30). In tal caso sia lo spostamento di fase che la perdita di guadagno possono essere corretti da uno stesso circuito compensatore composto di adatti elementi.

SFASAMENTI ALLE ALTE FREQUENZE

Alle alte frequenze, cioè da circa 100 kHz in su, l'effetto delle capacità parassite in parallelo al circuito di accoppiamento, provoca uno spostamento di fase in ritardo nei rispetti delle frequenze della porzione centrale della gamma delle video frequenze.

Nella fig. 38 sono rappresentati gli elementi essenziali in gioco per l'analisi di questo fenomeno: R_p è la resistenza interna del tubo amplificatore, R_T è la resistenza anodica di carico e C_T rappresenta la capacità parassita totale.

Lo spostamento di fase è in tal caso dato dalla formula:

$$\text{Sfasamento} = -2\pi F C_T R_T$$

ove C_T e R_T sono gli elementi di fig. 38 ed F è frequenza.

Anche in questo caso abbiamo voluto riportare in una ta-

bellina alcuni dati numerici relativi agli spostamenti di fase che si possono verificare nella banda di frequenze da 100 kHZ a 5 MHz (in relazione ai valori di *R* e *C* riportati nella fig. 38.

Fig. 38
N.B. — Leggere 50 pF invece di 0,05 μF.

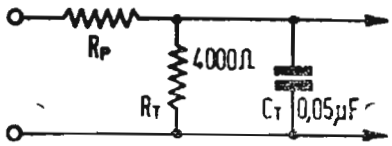


TABELLA B

Nella compilazione di questa tabella si è assunto C_T = 50 pF, anzichè 0,05 μF come erroneamente indicato in fig. 38.

Frequenza F MHz	Sfasamento tgφ = — 1,256 10^{-6} F	Angolo di sfasamento φ	Ritardo di tempo μsec	Spostamento elementi d'immagine per larghezza 250 mm e per H = 64 μsec
0,1	— 0,1256	— 7,15°	0,199	0,78 mm
1	— 1,256	— 51,47°	0,143	0,56 mm
2	— 2,512	— 68,29°	0,095	0,37 mm
3	— 3,768	— 75,13°	0,0697	0,27 mm
4	— 5,024	— 78,73°	0,0547	0,21 mm
5	— 6,280	— 80,95°	0,0450	0,18 mm

E' facile rilevare dalla tabella che mentre lo spostamento di fase aumenta in gradi, coll'aumentare della frequenza, il ritardo di tempo diminuisce sempre più e gli spostamenti effettivi degli elementi d'immagine divengono sempre più piccoli.

Come abbiamo visto nel caso degli spostamenti di fase per la banda di freqeunze basse, gli stessi circuiti correttori che sono impiegati per compensare le perdite di guadagno, sono parimenti utili per introdurre uno spostamento di fase in direzione opposta a quella provocata dagli elementi della fig. 38. In tal caso una giudiziosa combinazione di circuiti compensatori in derivazione ed in serie del tipo sopra esaminato, per la correzione del guadagno alle alte frequenze, verrà usata per ottenere un complessivo spostamento di fase proporzionale alla frequenza.

Abbiamo già visto infatti (fig. 16) che lo « spot » analizzatore impiega circa 54 microsecondi per percorrere un'intera riga orizzontale. Ciò significa che il ritardo di tempo di un microsecondo di un qualsiasi elemento del segnale video, produrrà una differenza in posizione dello stesso elemento sulla riga

orizzontale d'analisi di circa 6 millimetri se la larghezza dell'immagine sarà di 300 mm come indicato nella fig. 16.

Occorre però notare che se tutte le frequenze del segnale video fossero affette dal medesimo ritardo di tempo, l'immagine risulterebbe sempre soddisfacente, sebbene tutta spostata di circa 6 mm verso destra. Un ritardo di tempo uniforme, significa uno spostamento di fase differente per ogni frequenza e precisamente uno spostamento di fase proporzionale alle frequenze stesse.

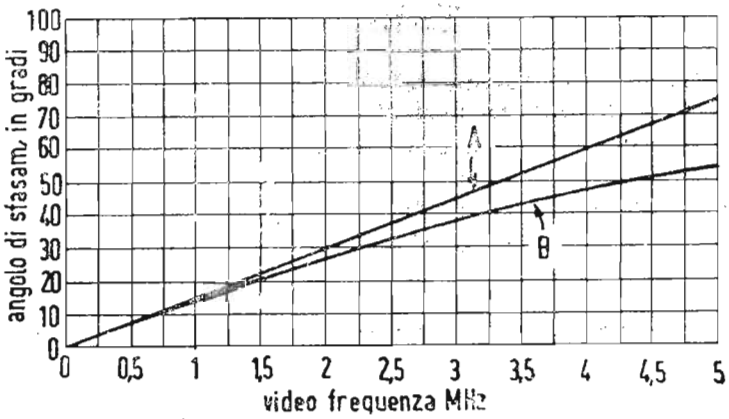


Fig. 39. — Relazioni di fase per una corretta amplificazione a video-frequenza. *A*: sfasamenti proporzionali alla frequenza; *B*: amplificatore non corretto.

Per renderci esatto conto del motivo per il quale lo spostamento di fase dev'essere proporzionale alla frequenza, il ritardo di fase deve essere convertito in ritardo di tempo. Si consideri infatti ad esempio, un segnale a 1000 periodi, la cui frequenza fondamentale subisca un ritardo di fase di 60 gradi. Ciò corrisponde ad un ritardo di 60/360 di un periodo completo che si svolge in un millesimo di secondo. L'entità del ritardo di tempo è pertanto:

$$\frac{60}{360} \times \frac{1}{1000} = \frac{1}{6000} \text{ sec.}$$

Se un segnale a 3000 periodi corrisponde alla terza armonica di una fondamentale viene ora ritardato di 180 gradi, l'entità del ritardo di tempo sarà:

$$\frac{180}{360} \times \frac{1}{3000} = \frac{1}{6000} \text{ sec.}$$

cioè lo stesso ritardo di tempo come per la fondamentale.

Ne risulta quindi che con uno spostamento di fase proporzionale alla frequenza, il tempo di ritardo è uniforme.

La relazione esistente fra il ritardo di tempo e la frequenza è espressa dalla relazione:

$$\text{Ritardo di tempo} = \frac{\text{Sfasamento in gradi}}{\text{Frequenza} \times 360}$$

La fig. 39 mostra nel diagramma A l'andamento della necessaria relazione di spostamento di fase proporzionale alla frequenza, ovvero di ritardo di tempo uniforme. Il diagramma B della stessa fig. 39 mostra come in un amplificatore a video frequenza non compensato, lo spostamento di fase delle alte frequenze cade al disotto della desiderata curva di proporzionalità, la quale sola assicura la riproduzione di immagini nitide e con contorni ben netti.

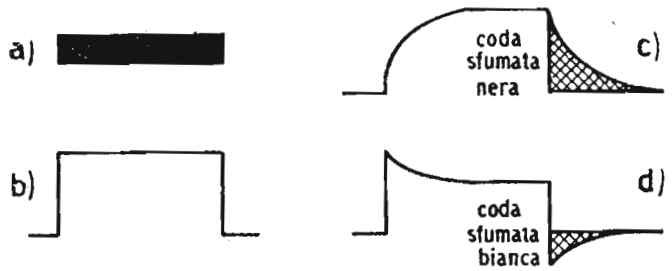


Fig. 40. — Trasmissione di un tipico segnale video. *a*) sbarra nera in campo bianco; *b*) segnale video teorico corrispondente ad una riga d'analisi; *c*) insufficienza di alte frequenze; *d*) insufficienza di basse frequenze.

A questo proposito abbiamo riportato nella fig. 40 alcune conseguenze tipiche (distorsioni di forma d'onda) derivanti nella trasmissione di un segnale rettangolare attraverso un amplificatore non compensato.

Per farsi un'idea dell'importanza della distorsione di fase in un amplificatore o ricevitore televisivo, basti considerare che con una banda video tagliata a 2,5 megaHertz (con solo mezza banda video, quindi) ma una perfetta linearità di fase (sfasamenti proporzionali alla frequenza) si possono ancora ottenere delle ottime immagini, mentre si hanno delle immagini imperfette e poco nitide con una passante video di 5 megaHertz, ma con scarsa linearità di fase.

La fig. 41 fornisce dei valori circuitali pratici per la correzione totale di uno stadio tipico di amplificatore a video frequenza.

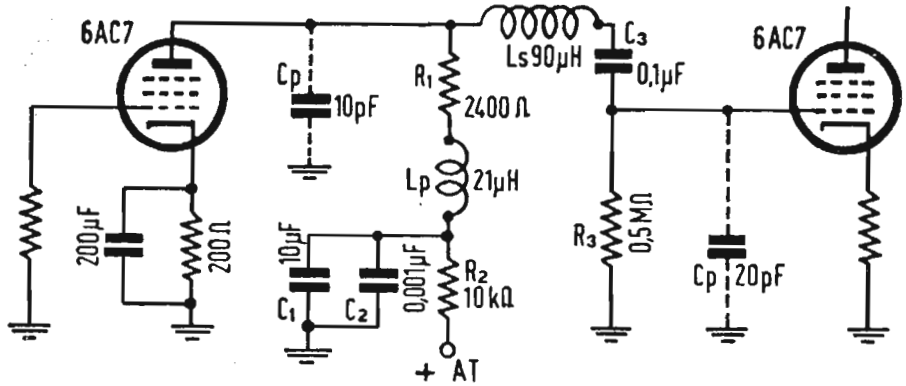


Fig. 41. — Circuito amplificatore a video frequenza, corretto di frequenza e di fase.

LA COMPONENTE CONTINUA DI UN SEGNALE VIDEO

Si chiama componente continua o tinta media di una immagine televisiva il valor medio della luminosità di ciascuno dei suoi punti elementari, ovvero il valor medio del segnale relativo ad un intero quadro o a vari quadri consecutivi. Un'immagine uniformemente bianca, avente una luminosità che potremo chiamare *L*, avrà pertanto una componente continua o tinta media *L*, mentre un'immagine uniformemente nera avrà una componente continua nulla, ed un'immagine a metà bian-

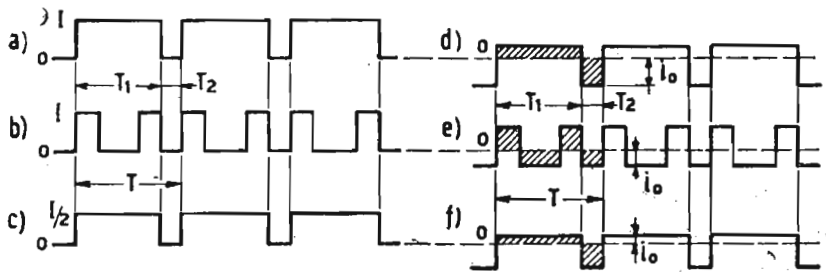


Fig. 42. — Forme d'onda di segnali video tipici (*a*, *b*, *c*) e corrispondente assetto dopo la loro trasmissione attraverso un amplificatore a resistenza-capacità.

ca ed a metà nera, avrà una componente continua o tinta media uguale a *L*/2. Una immagine grigia di luminosità uniforme pari a *L*/2 avrà pertanto la stessa componente continua o tinta media dell'immagine a metà nera ed a metà bianca.

Consideriamo l'andamento delle video correnti derivanti dall'analisi di immagini del tipo sopra citato.

L'esplorazione di un'immagine totalmente nera non darà evi-

dentemente luogo ad alcuna corrente, mentre l'esplorazione di un'immagine totalmente bianca di luminosità L, darà luogo ad una serie d'impulsi aventi una intensità massima I. Ciascuno di tali impulsi ritornerà evidentemente a zero durante il tempo previsto per il ritorno dello « spot » analizzatore ad ogni riga d'analisi (fig. 42-a).

L'esplorazione di un'immagine costituita da una fascia verticale nera su fondo bianco, di larghezza uguale alla metà di quella dell'immagine stessa darà un segnale video del tipo rappresentato in figura 42-b.

Infine l'esplorazione di un' immagine grigia di luminosità uniforme $L/2$, darà un segnale video costituito dalla serie d'impulsi d'intensità $I/2$, rappresentato nella figura 42-c.

E' facile constatare dai diagrammi della fig. 42 che il valore medio della corrente in essi è esattamente proporzionale alla tinta media, cioè alla componente continua dell'immagine.

La trasmissione di questi impulsi con la loro polarità ori-

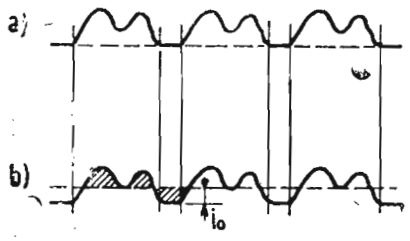


Fig. 43. — Trasmissione di un segnale attraverso un amplificatore a resistenza-capacità. a = segnale in entrata; b = segnale in uscita.

ginale necessiterebbe l'utilizzazione di quel tipo di amplificatore già da noi accennato, detto ad « accoppiamento diretto » od a « corrente continua », la realizzazione del quale è, come si è visto, di grande difficoltà. In pratica quindi vengono utilizzati amplificatori del tipo a resistenza-capacità già esaminati.

All'uscita di un amplificatore di questo tipo, qualsiasi segnale presenta un valore medio nullo, cioè esso si dispone intorno ad un asse « zero » automaticamente in modo che le aree positive siano uguali alle aree negative, come è mostrato in fig. 42-d, e, f.

Ne consegue che all'uscita di un amplificatore di questo tipo, il segnale video avrà perduto la sua componente continua, e l'applicazione di tali segnali alla griglia di controllo di un tubo catodico ricevente fornirà delle immagini la cui tinta media (sfondo) non sarà evidentemente quella originale, pur rispettando fedelmente le variazioni relative di luminosità fra punto e punto dell'immagine stessa.

Tale comportamento è reso evidente dai due diagrammi della fig. 43. Nella prima parte di essa (43-a) è rappresentato l'andamento della video corrente derivante dall'analisi di una immagine con elementi di varia luminosità dal nero al bianco: durante la trasmissione attraverso un amplificatore del tipo a resistenza-capacità il segnale video assumerà la posizione rappresentata nella fig. 43-b, cioè un valore medio nullo e pertanto se l'asse zero viene ritenuto come livello del nero tutta la parte dell'immagine inferiore a questo asse viene praticamente omessa inquantochè cade sotto un livello inferiore al nero.

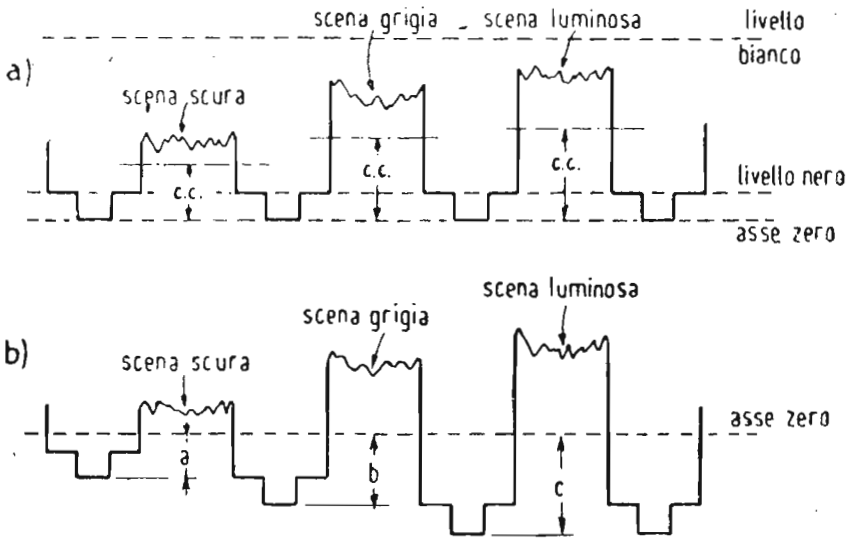


Fig. 44. — Trasmissione di segnali video con perdita della componente continua.

Si può dimostrare analiticamente che un segnale di una determinata periodicità e il cui valore resta costantemente positivo, cioè tutto da un lato di un determinato asse « zero », quando viene trasmesso da un amplificatore con accoppiamenti interstadio a resistenza-capacità, esso assume un valore medio nullo cioè si dispone attorno ad un asse zero in modo che le aree positive e negative si uguaglino. Si dimostra inoltre che l'ampiezza negativa di tale segnale di uscita è uguale al valor medio del segnale in entrata cioè alla sua componente continua.

Si compende quindi come raddrizzando a mezzo di un diodo opportunamente inserito, la cresta negativa del segnale video, si possa ottenere un segnale medio proporzionale alla componente continua ed aggiungerlo al segnale ricevuto con la polarità conveniente, in modo da ricostruire integralmente il se-

gnale primitivo nei suoi valori di luminosità. E' questo il sistema che viene correntemente usato sotto il nome di « ricostitutore della componente continua » (dc restorer).

Per meglio comprendere ciè che accade realmente in pratica al segnale video composto, cioè comprendente sia i segnali video che quelli di sincronizzazione, dopo aver attraversato una catena di trasmissione televisiva comprendente amplificatori con accoppiamento a resistenza-capacità, si consideri la fig. 44. In essa sono rappresentati tre tipi di scene trasmesse, cioè una scena piuttosto scura, una scena con sfondo grigio e una scena piuttosto brillante.

Il diagramma rappresentato in fig. 44-a rappresenta il segnale fedele, provvisto cioè della sua componente continua.

Dopo aver attraversato l'anzidetta catena di trasmissione televisiva con accoppiamenti capacitivi, il segnale assume la conformazione rappresentata in fig. 44-b, cioè esso si è disposto simmetricamente intorno ad un livello zero con un valore medio nullo e perciò con la perdita della sua componente continua.

La componente continua può essere ristabilita, come già accennato, mediante l'impiego di particolari circuiti elettronici noti sotto il nome di restitutori della componente continua (dc restorer). Circuiti di questo genere impiegano generalmente un diodo (termoionico od a cristallo) il quale raddrizza la porzione del segnale video composto, al di sotto dell'asse di referenza zero, e da tale raddrizzamento deriva una tensione continua di valore opportuno che serve a polarizzare convenientemente la griglia di controllo del tubo catodico d'immagine ovvero di un tubo elettronico amplificatore.

LA RICOSTRUZIONE DELLA COMPONENTE CONTINUA DEL SEGNALE VIDEO

Sebbene il concetto della componente continua in una immagine televisiva sia di ordine generale, pur tuttavia esiste qualche differenza, particolarmente nei metodi di reinserzione di tale componente continua, nei circuiti relativi agli apparati trasmittenti ed in quelli riceventi.

Esaminiamo anzitutto le modalità nella reinserzione della componente continua in circuiti di apparati trasmittenti.

La fig. 45-a rappresenta un segnale video in uscita dal tubo da presa analizzatore, provocato dall'analisi di un'immagine co-

stituita da una fascia nera con una porzione intermedia grigia. Poichè nessuna componente continua è presente in questo caso, la corrente alternata che costituisce il segnale video si dispone intorno alla linea *X-X* considerata come asse « zero » (valore medio nullo).

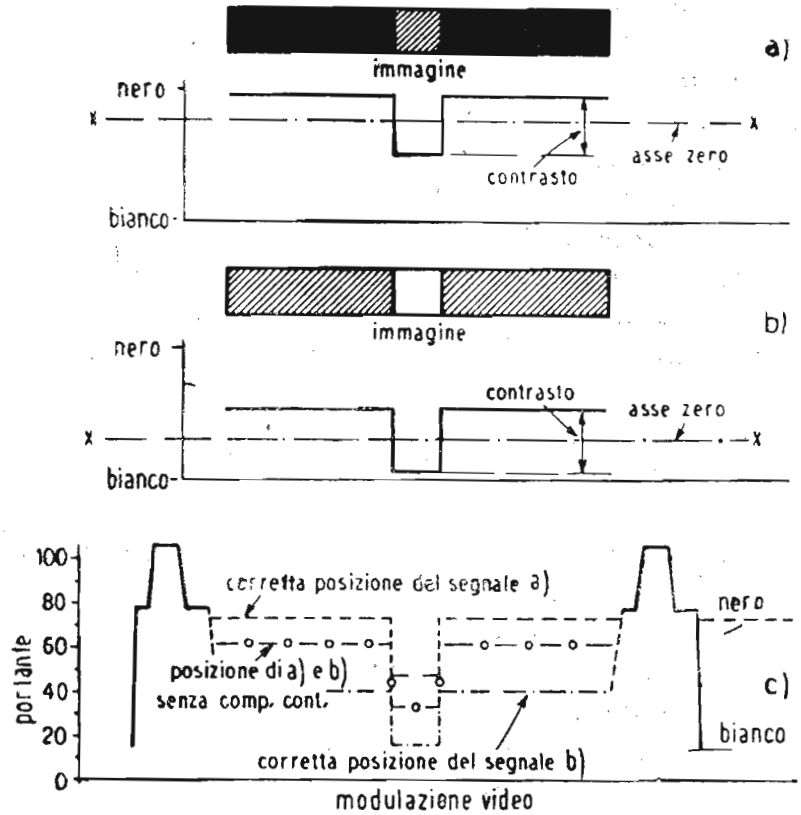


Fig. 45. — Casi tipici di trasmissione di immagini TV.

Nella figura 45-b è mostrato un analogo segnale video, ma proveniente dall'analisi di un'immagine costituita da una fascia grigia con una porzione intermedia bianca.

E' facile vedere che in entrambi i casi la differenza di livello fra l'asse « zero » e lo sfondo grigio o nero è identica.

Quando i due segnali video ora esaminati, vengono riferiti ad un unico livello nero come accade nel segnale video completo trasmesso, i reciproci valori di luminosità vengono ad assumere la loro corretta posizione nella scala dei contrasti dal bianco totale e dal nero totale e non esiste quindi alcuna confusione. Ciò è causato dalla presenza della componente continua la quale differenzia il tratto grigio sullo sfondo nero e il tratto bianco sullo sfondo grigio.

L'inserzione della componente continua, la quale si traduce in un opportuno livello del segnale video nei rispetti del livello nero, può essere ottenuta in diversi modi: in qualsiasi di tali modi venga assicurata la presenza della componente continua, lo scopo finale è il raggiungimento di un determinato va-

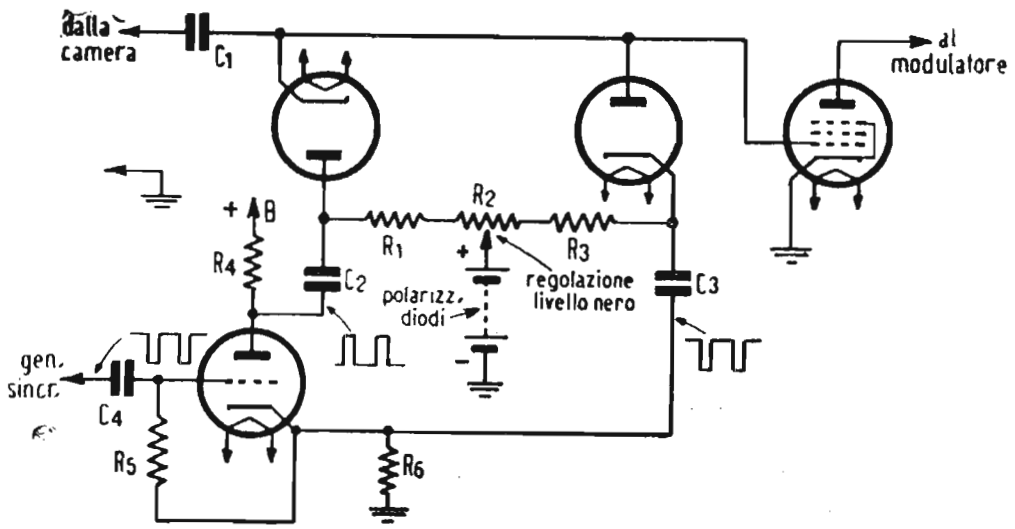


Fig. 46. — Circuito restitutore della componente continua in un modulatore di segnali video.

lore di livello della componente continua per ogni singola immagine trasmessa.

Nella fig. 45-c risulta chiaramente come venga mantenuto tale livello in corrispondenza del normale segnale sincronizzante.

Nei radiotrasmettitori di televisione la componente continua viene generalmente reinserita allo stadio modulatore, raddrizzando mediante un diodo, il valore di cresta del segnale video ed aggiungendo la tensione continua ottenuta da tale raddrizzamento al segnale stesso. Il circuito di fig. 46 rappresenta un tipo di tali circuiti di reinserzione della componente continua dell'ingresso di uno stadio modulatore. Circuiti del tipo di quello della fig. 46 prendono il nome di circuiti di agganciamento (clamp circuiti) in quanto che agganciano effettivamente il segnale video al livello nero.

Tale circuito impiega un doppio diodo in un dispositivo a ponte. Gli impulsi sincronizzanti stabiliscono il livello di corretto funzionamento. La componente continua fornita dal circuito viene riferita ad un livello previamente stabilito dall'apparato elettronico da presa.

Esaminiamo ora il caso della ricostituzione della componente continua in un ricevitore. La fig. 47 illustra questo caso tipico della ricostituzione della componente continua in un ricevitore televisivo. Il segnale televisivo derivante dall'analisi di un'immagine costituita da una fascia verticale nera su sfondo bianco (fig. 47-a), all'uscita dello stadio rivelatore video (come vedremo in dettaglio più innanzi trattando dei circuiti ricevitori) possiede la sua componente continua (fig. 47-b). Tale segnale attraversando l'amplificatore a video frequenza del tipo

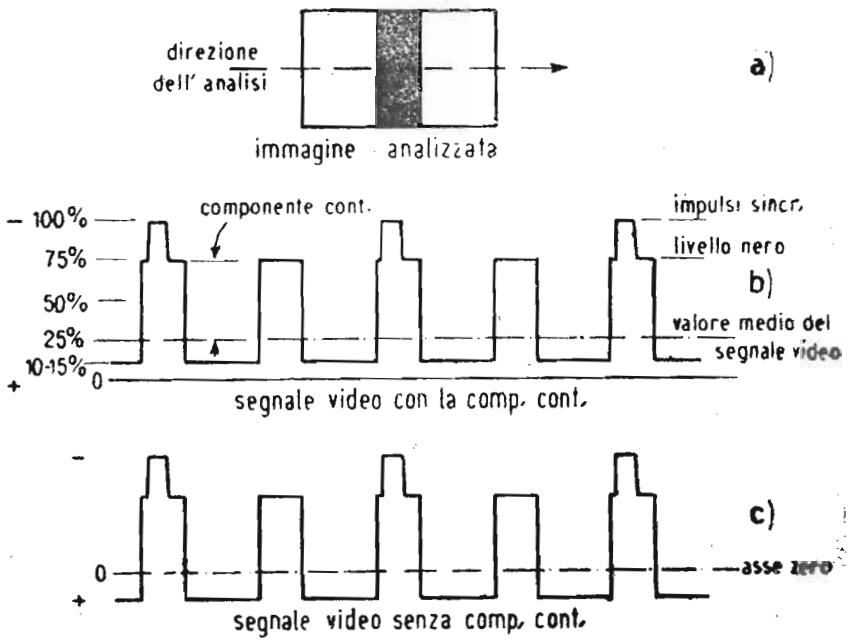


Fig. 47. — Conseguenze della perdita della componente continua.

a resistenza-capacità che precede normalmente il tubo catodico d'immagine perde, come già visto, la sua componente continua, apparendo come una tensione alternata di valore medio nullo (fig. 47-c). Se un segnale di questo tipo viene applicato alla griglia di controllo del tubo catodico d'immagine (il funzionamento del tubo catodico d'immagine, sotto questo aspetto, verrà illustrato con ogni dettaglio più innanzi parlando del ricevitore televisivo), come è mostrato nella fig. 48-a, tutta la parte del segnale video che si trova da un lato dell'asse zero, compresi naturalmente anche i segnali sincronizzanti, verrà ad estendersi oltre la zona d'interdizione della caratteristica di luminosità del tubo catodico, cioè oltre il nero. In tal caso lo sfondo bianco verrà riprodotto come uno sfondo grigio. Se la componente continua viene ricostituita, una conveniente tensione di polarizza-

zione negativa viene applicata alla griglia di controllo del tubo catodico stesso, e perciò il punto di lavoro sulla caratteristica di luminosità del tubo stesso, viene spostato ad assumere la propria regolare posizione. Ciò corrisponde a riportare il livello nero (75% del valore massimo del segnale video) esatta-

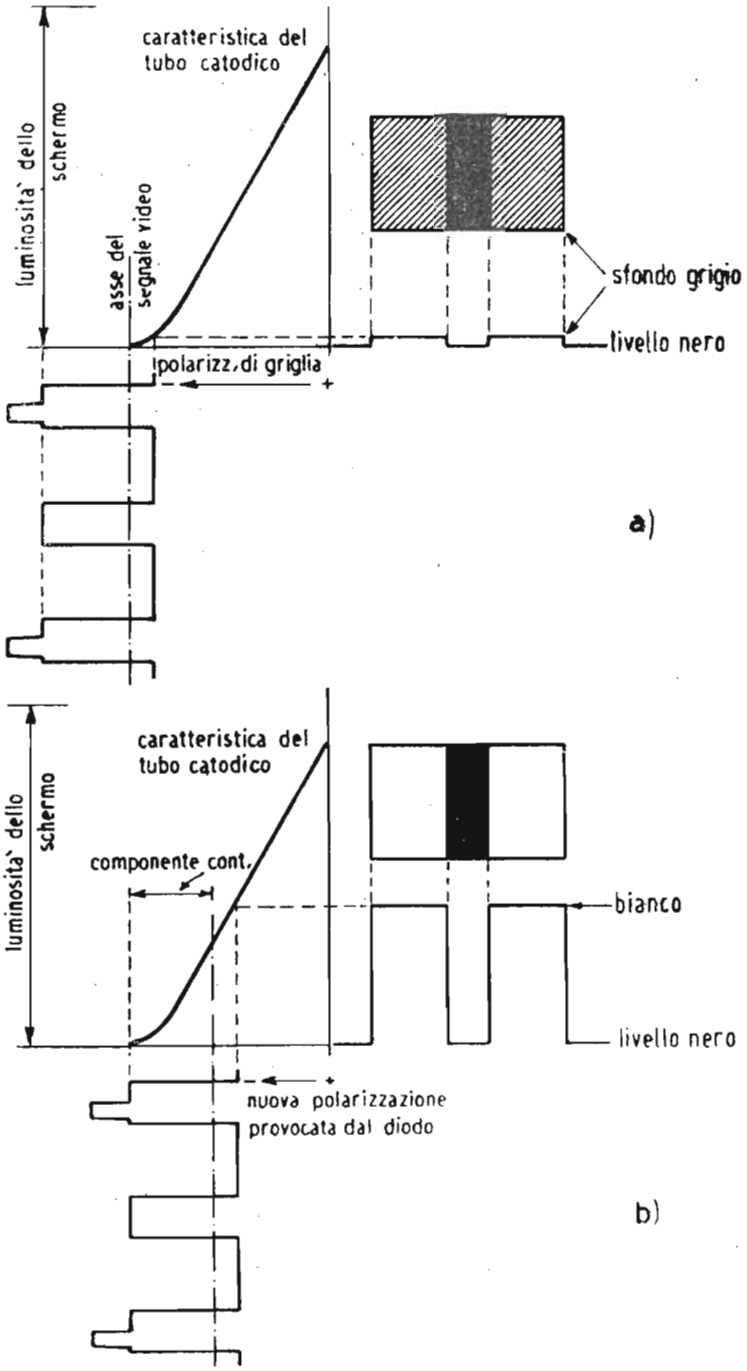


Fig. 48. — La restituzione della componente continua del ricevitore TV.

mente in corrispondenza del punto di interdizione della caratteristica di luminosità del tubo catodico stesso (fig. 48-b).

Il livello del segnale di soppressione il quale agisce come livello di riferimento per la componente continua (livello nero), e quindi la componente continua stessa, sono sempre presenti nel segnale video all'uscita del rivelatore video del ricevitore televisivo. Questo livello è un valore fisso al quale la portante video ritorna alla fine di ogni riga orizzontale.

Il metodo di reinserzione della componente continua più frequentemente adottato è quello dell'uso di un diodo direttamente accoppiato alla griglia di controllo del tubo catodico di immagine. La fig. 49 mostra gli elementi essenziali di tale circuito ricostitutore della componente continua.

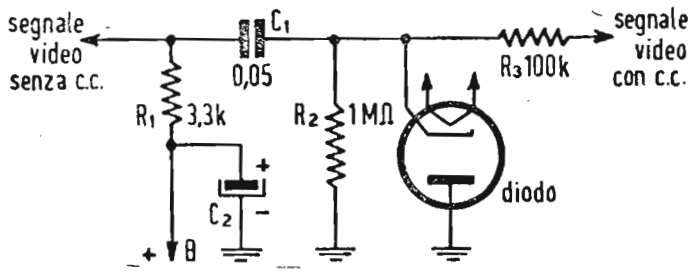


Fig. 49. — Schema di circuito restitutore della componente continua in un ricevitore TV.

Il funzionamento di tale circuito è il seguente.

Nella fig. 50-a vengono mostrate tre righe orizzontali d'analisi di un segnale video il quale ha perso la sua componente continua. Tale componente continua da ricostituirsi è rappresentata dall'ampiezza dell'escursione fra l'asse « zero » e la cresta dei segnali sincronizzanti (circa 20 volt nella pratica corrente). Seguiamo ora attraverso alcuni cicli di righe d'analisi il funzionamento del diodo ricostitutore:

I) Durante il periodo di una riga d'analisi, cioè dal punto *a* al punto *b* nella fig. 50-a, la polarità del segnale video è tale che il catodo del diodo viene a trovarsi positivo rispetto al suo anodo; in tal caso il diodo non è conduttivo. Ciò risulta anche nel diagramma di fig. 50-b nel tratto *f* - *g*.

II) Quando il segnale video si inverte durante il percorso da *b* a *c* (fig. 50-a) il diodo diviene conduttivo a carica rapidamente la capacità C_1 (fig. 49) al valore di cresta dei segnali sin-

cronizzanti rispetto all'asse « zero ». Ciò si rileva nel diagramma di fig. 50-b nel tratto *g - h*.

III) La costante di tempo del complesso R_1-C_1 (fig. 49) collegato al diodo è tale (un valore comune è di 0,05 secondi) che la carica della capacità C_1 decresce in modo trascurabile durante i successivi periodi di righe d'analisi. Ciò è chiaramente visibile nel diagramma della fig. 50-b, ove i tratti *h - i; i - j* ecc. sono praticamente allineati su una linea retta; le piccole cadute a gradino (esagerate in confronto alla realtà) presenti nei punti *i* e *j*, sono appunto dovute alla lieve perdita di carica del condensatore C_1 durante ogni periodo di riga.

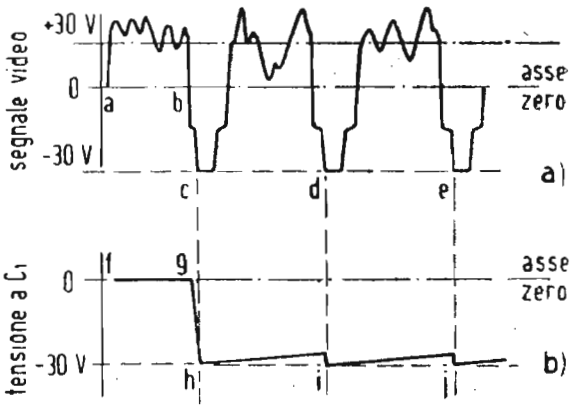


Fig. 50. — Dimostrazione del funzionamento dello schema di fig. 49.

IV) Il diodo diviene sempre conduttore in corrispondenza, dei segnali sincronizzanti di riga, riportando continuamente la carica della capacità C_1 al valore massimo di cresta di detto segnale sincronizzante. Ciò è constatabile dal diagramma di fig. 50-b nei dentini in corrispondenza ai punti *i* e *j*.

Domande alle quali lall'ievo deve rispondere

NORME. — Per ogni domanda, sono già indicate quattro risposte, (**a, b, c, d**) una delle quali è l'esatta. L'allievo dovrà segnare con un tratto a penna o matita una delle quattro lettere **a, b, c, d,** riportate nella colonna a fianco della domanda per indicare qual'è la risposta da lui ritenuta esatta.

ESEMPIO

(la risposta **d** è quella ritenuta esatta) **a): b): c): ~~d)~~**

DOMAMDA	RISPOSTE (segnare quella che si ritiene esatta)
1. Nello standard TV americano le righe d'analisi sono: **a)** 405; **b)** 425; **c)** 525; **d)** 625.	**a): b): c): d)**
2. Nello standard TV inglese le righe d'analisi sono: **a)** 455; **b)** 405; **c)** 525; **d)** 625.	**a): b): c): d)**
3. Nello standard TV francese ad alta definizione le righe d'analisi sono: **a)** 455; **b)** 525; **c)** 405; **d)** 819.	**a): b): c): d)**
4. Nello standard TV americano quante immagini complete vengono trasmesse al secondo? **a)** 50; **b)** 25; **c)** 30; **d)** 60.	**a): b): c): d)**
5. Nello standard TV inglese quante immagini complete vengono trasmesse al secondo? **a)** 25; **b)** 50; **c)** 30; **d)** 60.	**a): b): c): d)**
6. Nello standard TV francese quante immagini complete vengono trasmesse al secondo? **a)** 25; **b)** 50; **c)** 30; **d)** 60.	**a): b): c): d)**
7. Nello standard TV italiano quante immagini complete vengono trasmesse al secondo? **a)** 25; **b)** 50; **c)** 30; **d)** 60.	**a): b): c): d)**
8. Nello standard TV italiano le righe d'analisi sono: **a)** 525; **b)** 625; **c)** 455; **d)** 405.	**a): b): c): d)**

9. Nello standard TV italiano quanti quadri interlacciati vengono trasmessi al secondo?
a) 25; **b)** 30; **c)** 50; **d)** 60. a): b): c): d)

10. Nello standard TV italiano quanti sono gli impulsi egualizzatori che precedono e seguono il segnale sincro d'immagine?
a) 5; **b)** 6; **c)** 8; **d)** 15. a): b): c): d)

11. Quando si dice: « segnale sincro verticale », si sottintende:
a) il sincro di riga; **b)** il sincro di quadro; **c)** il segnale di soppressione; **d)** il segnale egualizzatore. a): b): c): d)

12. Con l'abbreviazione di « segnale sincro orizzontale » si sottintende:
a) il sincro di quadro; **b)** il sincro di riga; **c)** il segnale egualizzatore; **d)** il segnale di soppressione. a): b): c): d)

13. Nello standard italiano viene usato il sistema di analisi:
a) progressiva; **b)** sequenziale; **c)** interlacciata; **d)** continua. a): b): c): d)

14. In quale standard, oggi in uso pratico, viene usato il sistema d'analisi a righe progressive?
a) nello standard inglese; **b)** nello standard francese; **c)** nello standard americano; **d)** in nessuno standard oggi in uso per televisione circolare. a): b): c): d)

15. Qual'è la frequenza di « riga » nello standard TV italiano?
a) 15.750 per.; **b)** 15.625 per.; **c)** 20.475 per.; **d)** 10.125 periodi. a): b): c): d)

16. Qual'è la frequenza di riga nello standard TV inglese?
a) 15.750 per.; **b)** 15.625 per.; **c)** 20.475 per.; **d)** 10.125 periodi. a): b): c): d)

17. Qual'è la frequenza di riga nello standard TV americano?
a) 20.475 per.; **b)** 10.125 per.; **c)** 15.750 per.; **d)** 15.625 periodi. a): b): c): d)

18. Qual'è la frequenza di riga nello standard TV francese ad alta definizione?
a) 12.500 per.; **b)** 16.800 per.; **c)** 18.950 per.; **d)** 20.475 periodi. a): b): c): d)

19. In quale coppia di standard TV viene usata la modulazione positiva?
a) americano e inglese; **b)** francese e italiano; **c)** inglese e francese; **d)** americano e italiano. a): b): c): d)

20. In quale coppia di standard TV viene usata la modulazione negativa?
a) inglese e italiano; **b)** italiano e americano; **c)** francese e inglese; **d)** americano e francese. **a): b): c): d)**

21. L'interlacciamento 2 : 1 dei due quadri di una immagine completa si ottiene:
a) variando la frequenza verticale ad ogni quadro; **b)** iniziando il ritorno verticale di ogni quadro a righe dispari esattamente dalla metà dell'ultima riga; **c)** iniziando il ritorno orizzontale a metà della prima riga di ogni immagine completa; **d)** spostando di mezza riga verticalmente i quadri alterni. **a): b): c): d)**

22. Nello standard TV italiano 625 righe in corrispondenza a quale riga finisce il ritorno verticale di ogni quadro dispari?
a) 311.a riga; **b)** 312.a riga; **c)** 313.a riga; **d)** 314.a riga. **a): b): c): d)**

23. Da cosa proviene il cosidetto « appaiamento » delle righe d'analisi?
a) dal raddoppio della frequenza dell'oscillatore di riga; **b)** da difettoso interlacciamento dei due quadri di un'mmagine completa; **c)** dalla deflessione orizzontale difettosa; **d)** da anomalie del tubo catodico. **a): b): c): d)**

24. Qual'è la principale causa di difettoso interlacciamento dei due quadri di un'immagine?
a) funzionamento irregolare della deflessione verticale; **b)** funzionamento irregolare della deflessione orizzontale; **c)** irregolarità dei segnali di soppressione; **d)** segnale video troppo debole. **a): b): c): d)**

25. Qual'è il tempo in microsecondi impiegato dallo « spot » analizzatore per percorrere mezza riga d'analisi, supposto per semplicità un tempo di ritorno inattivo del 10% (Standard italiano)
a) 80 μ sec; **b)** 64 μ sec; **c)** 28,8 μ sec; **d)** 16,2 μ sec. **a): b): c): d)**

26. Qual'è il tempo in microsecondi relativo ad ogni periodo completo di analisi orizzontale (andata e ritorno)? (Standard italiano)
a) 64 μ sec; **b)** 32 μ sec; **c)** 50 μ sec; **d)** 25 μ sec. **a): b): c): d)**

27. Qual'è il tempo in microsecondi impiegato dallo « spot » analizzatore per tracciare una riga effettivamente visibile in un'immagine TV sullo schermo fluorescente, secondo le caratteristiche dello standard italiano, (freq. di riga 15.625 Hz; soppressione orizz. 15%)?
a) 64 μ sec; **b)** 60 μ sec; **c)** 24,5 μ sec; **d)** 54,4 μ sec. **a): b): c): d)**

28. Sempre nel caso di un'analisi TV secondo lo standard italiano (caratteristica della domanda precedente 27).
Qual'è il tempo in microsecondi impiegato per percorrere 4 cm di una riga d'analisi in un quadro TV avente le dimensioni nette di cm 40×30?
a) 6 μ sec; **b)** 5,44 μ sec; **c)** 10 μ sec; **d)** 2,45 μ sec.

a): b): c): d)

29. Sempre nel caso di un'analisi TV secondo lo standard italiano, qual'è il tempo in secondi impiegato per analizzare interamente un quadro dispari o pari da interlacciarsi fra loro?
a) $^1/_{25}$ sec; **b)** $^1/_{30}$ sec; **c)** $^1/_{50}$ sec; **d)** $^1/_{69}$ sec.

a): b): c): d)

30. Sempre nel caso di un'analisi TV secondo lo standard italiano, qual'è il tempo in secondi richiesto per analizzare le prime 312,5 righe del periodo completo di 625 righe d'analisi orizzontale?
a) $^1/_{50}$ sec; **b)** $^1/_{25}$ sec; **c)** $^1/_{30}$ sec; **d)** $^1/_{16}$ sec.

a): b): c): d)

31. Qual'è il tipo di amplificatore a video-frequenza generalmente adottato?
a) a resistenza-capacità; **b)** ad accoppiamento diretto; **c)** a trasformatore; **d)** ad accoppiamento catodico.

a): b): c): d)

32. Qual'è l'effetto sull'immagine ricevuta dalla perdita delle alte frequenze video?
a) immagine debole; **b)** immagine poco contrastata; **c)** immagine mancante di dettagli; **d)** perdita di sincronismo.

a): b): c): d)

33. Nell'ipotesi che la capacità parassita globale in un amplificatore a video-frequenza (a resistenza-capacità) fosse ridotta a « zero », sarebbe ancora necessaria la compensazione delle alte frequenze?
a) sì; **b)** no; **c)** in parte; **d)** condizionatamente alla compensazione delle basse frequenze.

a): b): c): d)

34. Che cosa si intende per distorsione di frequenza in un amplificatore a video-frequenza?
a) attenuazione delle alte frequenze; **b)** attenuazione delle basse frequenze; **c)** attenuazione uniforme di tutta la gamma di video-frequenza; **d)** disuniformità di amplificazione dell'intera gamma di video-frequenza.

a): b): c): d)

35. La presenza delle frequenze più alte della banda video da trasmettersi è necessaria:
a) unicamente per la riproduzione dei dettagli minuti dell'immagine; **b)** oltre che per i dettagli minuti dell'immagine, anche per la corretta trasmissione dei fronti ripidi delle forme d'onda rettangolari presente nel segnale video composto; **c)** per l'ottenimento di immagini ben contrastate; **d)** unicamente per la corretta trasmissione dei segnali sincronizzanti.

a): b): c): d)

Domande e risposte su argomenti trattati nel 2° gruppo di 5 lezioni (Dispense 4ª, 5ª, 6ª,).

DOMANDE

1. Quali sono le larghezze ufficiali della banda video negli standard TV, americano, italiano, inglese e francese (alta definizione)?

2. In quali standard TV viene usata la modulazione di frequenza per il suono sincrono con l'immagine?

3. Qual'è la funzione dei segnali sincronizzanti di riga e d'immagine?

4. Quali sono sono le principali cause della perdita di guadagno alle alte frequenze video, di un amplificatore a resistenza-capacità?

5. E' noto che i segnali di soppressione hanno lo scopo di estinguere le righe di ritorno sia orizzontale che verticale dello « spot » analizzatore.
   Nel caso pratico della soppressione orizzontale (circa 15% dell'intero periodo di riga) il quadro d'immagine che appare sullo schermo fluorescente viene tagliato sul lato destro, o sul lato sinistro?

6. Sempre nei riguardi della domanda 5., nel caso pratico della soppressione verticale, il quadro d'immagine viene tagliato sul lato inferiore o su quello superiore?

7. Che cosa si intende per sfasamento in uno stadio di amplificatore a video-frequenza?

8. Perchè le righe (inattive) durante il ritorno verticale sono più spaziate (a zig-zag) che non le righe d'analisi attive?

9. Che cosa si deve intendere per « segnale video completo »?

10. Che cosa si deve intendere per « contrasto » di un'immagine TV?

11. Da cosa dipende il contrasto di un'immagine TV?

12. Perchè un'immagine TV perde contrasto se viene illuminata da una sorgente luminosa ambientale?

13. Come viene espresso il « fattore di merito » di una valvola elettronica da usarsi in un amplificatore a video-frequenza?

14. Sui listini dei costruttori di tubi elettronici si trova sovente indicato il valore della capacità d'ingresso di un determinato tubo (valvola). All'atto pratico dell'uso del tubo come amplificatore a video-frequenza, tale valore viene a trovarsi molto più elevato. Perchè?

15. Se in un amplificatore a video-frequenza (resistenza-capacità) viene aumentata la resistenza di carico anodico, quali conseguenze ne derivano?

16. E' pratica comune negli amplificatori a video-frequenza che usano condensatori elettrolitici a scopo di « by-pass » di resistenze, disporre in parallelo a ciascuno di tali condensatori un condensatore a carta di valore non elevato (0,2 microfarad ad es.). Perchè?

17. Quali sono le principali cause di sfasamento delle basse frequenze in un amplificatore video?

18. Quali sono le principali cause di sfasamento delle alte frequenze in un amplificatore video?

19. Un metodo di collaudo rapido della caratteristica di frequenza di un amplificatore video è dato dall'osservazione all'oscilloscopio all'uscita dell'amplificatore stesso di un segnale rettangolare applicato all'ingresso. Perchè?

20. Qual'è, espressa in numero di righe d'analisi, la riduzione verticale pratica, in relazione alla risoluzione verticale teorica massima di 575 righe attive (625 — 8%)?

21. Quali sono i segnali trasmessi sull'onda portante video modulata di ampiezza?

22. Citare un argomento a vantaggio ed uno a svantaggio dell'amplificatore video ad accoppiamento diretto.

23. Qual'è il principale motivo dell'adozione di 30 immagini al secondo nello standard americano?

24. Perchè pur avendo 24 quadri proiettati al secondo nelle proiezioni cinematografiche non si avverte « sfarfallio » nei bianchi luminosi?

25. Per quale motivo nello standard americano (525 righe) e nello standard italiano (europeo C.C.I.R.) 625 righe, è stata adottata pel suono la modulazione di frequenza?

1. Americano: 4 MHz; italiano: 5 MHz; inglese: 3 MHz; francese: 10 MHz.

2. Negli standards americano e italiano.

3. I segnali sincro di riga e d'immagine provocano il moto di ritorno (inattivo) dello « spot » analizzatore; sia nel senso orizzontale, che nel senso verticale.

4. Le capacità interellettrodiche (capacità interna delle valvole) e le capacità parassite dei circuiti.

5. Il taglio del quadro d'immagine avviene su entrambi i lati, con prevalenza però (10% circa) sul lato sinistro.

6. Il taglio del quadro d'immagine avviene su entrambi i lati, con prevalenza però (5% circa) sul lato superiore.

7. Si deve intendere l'ulteriore spostamento di angolo di fase fra un segnale in entrata ed il conseguente segnale in uscita in più od in meno dei 180° di inversione normale dello stadio amplificatore; cioè:

   sfasamento (in gradi) = ∅ — 180 gradi

   ove ∅ indica lo spostamento complessivo espresso in gradi tra le tensioni d'ingresso e d'uscita.

8. Perchè la velocità del ritorno verticale (dal basso all'alto del quadro) è molto superiore alla velocità dello spostamento verticale attivo (dall'alto al basso del quadro) dello « spot » analizzatore.

9. Si deve intendere il segnale modulante l'onda supporto video di un radiotrasmettitore TV; cioè il segnale comprendente il segnale video vero e proprio, combinato coi relativi segnali sincronizzanti e soppressioni.

10. Si deve intendere il rapporto fra la luminosità o splendore delle varie aree componenti un'immagine TV.
    Il contrasto è la « dinamica » dell'immagine TV, in analogia alla « dinamica » di una trasmissione sonora.

11. Dipende essenzialmente dall'amplificazione del segnale video: nel ricevitore TV; tale amplificazione può essere effettuata sulla radio-frequenza modulata come pure sulla video-frequenza demodulata.

12. Perchè lo schermo fluorescente che al buio risulta nero nelle parti non eccitate dello « spot », essendo praticamente bianco, viene, con l'illuminazione esterna che lo colpisce, a perdere il suo carattere di « nero », in contrasto coi bianchi luminosi dell'immagine.
    Per ridurre questo inconveniente si ricorre agli schermi filtranti grigi o neutri applicati di fronte al tubo ovvero nella pasta del vetro del tubo stesso. In tal modo la luce riflessa dalle sorgenti esterne, viene

attenuata due volte, mentre la luce dell'immagine viene attenuata una volta sola, conseguendone un aumento di contrasto.

13. Il « fattore di merito » di un tubo amplificatore video esprime l'efficienza del tubo stesso nell'amplificare le alte frequenze video.
Poichè il guadagno di uno stadio amplificatore alle alte frequenze, è direttamente proporzionale alla conduttanza mutua (o transconduttanza) ed inversamente proporzionale alla somma delle capacità parassite in parallelo al carico anodico, il « fattore di merito » M è dato dal rapporto:

$$M = \frac{g_m}{C_t}$$

ove g_m è la transconduttanza in tubo e C_t è la capacità parassita totale.

14. La capacità d'ingresso di un tubo è la somma delle varie capacità statiche interelettrodiche, più una capacità effettiva determinata dal guadagno dello stadio amplificatore. Ciò è conosciuto sotto il nome di « effetto Miller » ed è espresso dalla seguente relazione approssimata:

$$C_t = C_{gc} + C_{pc} + C_{gp} (1 + \text{guadagno})$$

ove:

C_t è la capacità totale effettiva
C_{gc} è la capacità griglia-catodo
C_{pc} è la capacità placca-catodo
C_{gp} è la capacità griglia-placca

ed il guadagno è all'incirca uguale a $g_m \times R_a$ (g_m = transconduttanza; R_a = resistenza di carico anodico).

15. Aumentando la resistenza di carico viene a restringersi la porzione piatta (uniforme) della caratteristica di responso alle varie frequenze (perdita di guadagno alle alte frequenze); il guadagno in detta porzione piatta della caratteristica, viene però accresciuto.

16. I condensatori elettrolitici hanno la tendenza di diventare induttivi alle alte frequenze video; pertanto il condensatore a carta agisce da « shunt » su tale induttanza.

17. Lo sfasamento in anticipo delle basse frequenze è causato dalla capacità di accoppiamento fra i vari stadi. La tensione ai capi della resistenza di griglia di uno stadio viene a trovarsi a causa di tale capacità, sfasata in anticipo sulla tensione d'uscita dello stadio precedente.

18. Lo sfasamento, in ritardo, delle alte frequenze è dovuto alla capacità parassita globale; la tensione ai capi della resistenza di griglia di ogni singolo stadio, viene a trovarsi, a causa di tale capacità, sfasata in ritardo sulla tensione d'uscita dello stadio precedente.

19. Se la forma del segnale rettangolare resta inalterata se ne può dedurre che il responso è praticamente uniforme sia per le basse che per le alte frequenze.
La mancanza di basse frequenze fa perdere l'orizzontalità dei tratti rettilinei orizzontali dell'onda rettangolare; la mancanza di alte frequenze fa perdere la verticalità dei tratti verticali dell'onda rettangolare.

20. In pratica la definizione verticale effettiva viene ridotta nei rispetti di quella teorica a causa della perdita delle strisce d'immagine di separazione fra le righe di analisi, nonchè dell'accavallamento e disallineamento di elementi d'immagine nel processo esplorativo effettuato nel tubo analizzatore da presa.
Ne deriva un rapporto pratico, cosidetto di « utilizzazione », fra la risoluzione teorica massima e quella pratica effettiva, pari al 75%. Ciò significa che la risoluzione verticale pratica, è intorno alle 430 righe circa.

21. Segnali video (in senso negativo) e segnali sincronizzanti (in senso positivo). Questi ultimi sono composti da:

a) Sincro orizzontali di riga
b) Segnali di soppressione orizzontali (riga)
c) Sincro verticali di quadro
d) Segnali di soppressione verticali (quadro)
e) Segnali equalizzatori.

22. L'amplificatore video ad accoppiamento diretto (detto anche a corrente continua) presenta il vantaggio rispetto all'amplificatore a resistenza-capacità, di trasmettere integralmente le basse frequenze da « zero » in su, e quindi anche la componente continua del segnale video. Persenta per contro lo svantaggio di richiedere un circuito alimentatore speciale di realizzazione insolita e poco pratica.

23. Il principale motivo di adozione di 30 immagini (60 quadri interlacciati) al secondo, non è dovuto, come potrebbe sembrare a prima vista, alla frequenza della rete di alimentazione di 60 periodi (anche questo motivo ha naturalmente la sua importanza concomitante) ma bensì allo « sfarfallìo » o « flicker » delle immagini ricevute, in relazione all'intensità luminosa delle immagini stesse.
Infatti la tendenza americana è di avere immagini TV fortemente luminose, tali da essere osservate in piena luce (daylight television): in tali condizioni, a causa del responso logaritmico del nostro occhio (legge di Fechner) lo sfarfallìo è ancora avvertibile coi 50 quadri al secondo degli standards europei.
Per rendere inavvertibile lo « sfarfallìo » con 50 quadri (25 immagini) al secondo occorre stare più bassi con la luminosità delle immagini ricevute; si noterà in ogni caso che lo sfarfallìo è più sensibile nei « bianchi » delle immagini stesse.
Col nostro standard quindi le ricezioni TV devono essere osservate in ambiente a luce attenuata.

24. Per lo stesso motivo già accennato nella precedente risposta (23). La luminosità delle proiezioni cinematografiche osservate al buio è molto ridotta (da 5 a 10 volte meno) nei rispetti dell'immagine TV sullo schermo fluorescente normale e perciò lo sfarfallìo è meno avvertibile.

25. Un vero e proprio motivo di decisa preferenza non esiste. Comunque la modulazione di frequenza beneficia dei vantaggi di qualità ed assenza di disturbi, già noti ed apprezzati in radiofonia. Inoltre la modulazione di frequenza del suono consente una migliore separazione audio-video nel ricevitore. Infine la modulazione di frequenza del suono consente una più facile adozione del sistema di ricezione cosidetto « intercarrier ».

Autorizzazione del Tribunale di Milano 16 - 1 - 61 - N. 5502 del Registro
Direttore responsabile ALFONSO GIOVENE - Proprietà della Editrice Il Rostro
Distribuzione in abbonamento postale - Gruppo II
Distribuzione STE - Milano

CORSO
TEORICO - PRATICO DI
TELEVISIONE

DISPENSA

N. 7

SOMMARIO

— Chiave per le risposte alle domande della dispensa 6ª (lezioni VI, VII, VIII, IX e X).

LEZIONE XI

Il contrasto in un'immagine televisiva — Il fattore « gamma ».

LEZIONE XII

Il meccanismo della sincronizzazione — Caratteristiche dei circuiti a « Resistenza e Capacità » — Caso dell'analisi interlacciata — Generatori di segnali sincronizzanti — La miscela degli impulsi sincronizzanti con il segnale video ed i segnali di soppressione.

TUTTI I DIRITTI RISERVATI ALLA
EDITRICE IL ROSTRO - MILANO

TIPOGRAFIA EDIZIONI TECNICHE - MILANO - VIA BALDO DEGLI UBALDI 6

Chiave per le risposte alle domande della dispensa 6ª (lezioni VI, VII, VIII, IX e X)

Numero della domanda	Risposta esatta	Numero della domanda	Risposta esatta
1	c)	19	c)
2	b)	20	b)
3	d)	21	b)
4	c)	22	c)
5	a)	23	b)
6	a)	24	a)
7	a)	25	c)
8	b)	26	a)
9	c)	27	d)
10	a)	28	b)
11	b)	29	c)
12	b)	30	a)
13	c)	31	a)
14	d)	32	c)
15	b)	33	b)
16	d)	34	d)
17	c)	35	b)
18	d)		

LEZIONE XI

IL CONTRASTO DELL'IMMAGINE TELEVISIVA - IL FATTORE « GAMMA »

Abbiamo già visto nelle precedenti lezioni che il responso visivo o sensazione visiva dell'occhio umano non è lineare nei rispetti della luminosità di una scena osservata, bensì esponenziale o meglio logaritmico (analogamente all'orecchio, il qua-

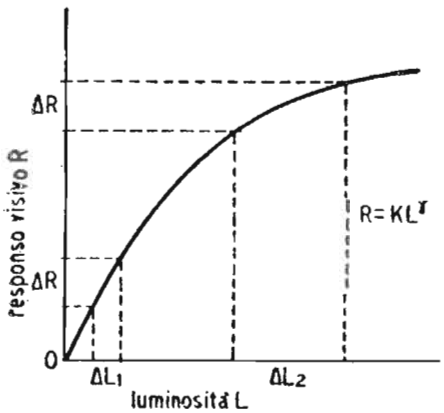


Fig. 1. — Responso visivo dell'occhio umano. Per avere uguali sensazioni visive ΔR, occorrono differenti eccitazioni ΔL_1 e ΔL_2 a seconda della luminosità.

le richiede grandi cambiamenti di livello sonoro alle forti intensità per dare la sensazione di identiche variazioni di livello di suono a minore intensità) fig. 1).

Il campo di estensione e l'andamento dei valori luminosi costituenti un'immagine viva vengono normalmente riferiti ad un fattore chiamato « gamma ». Riferendoci alla fig. 2 l'esponente che figura nelle equazioni delle due curve riprodotte è precisamente il fattore « gamma », il quale corrisponde ad un

analogo fattore esponenziale adottato nella riproduzione fotografica.

Il valore del « gamma » determina la forma della curva e viene usato per esprimere le caratteristiche relative di contrasto di un qualsiasi componente di un sistema di televisione.

Riferendoci ancora alla curva di fig. 1, è facile rilevare che ad alti livelli di luminosità una maggiore variazione in luminosità, ΔL_2, è necessaria per riportare lo stesso cambiamento nella sensazione visiva ΔR, riportato in minori cambiamenti di luminosità, ΔL_2 ad un più basso livello luminoso. Il responso dell'occhio umano ha pertanto un « gamma » minore dell'unità.

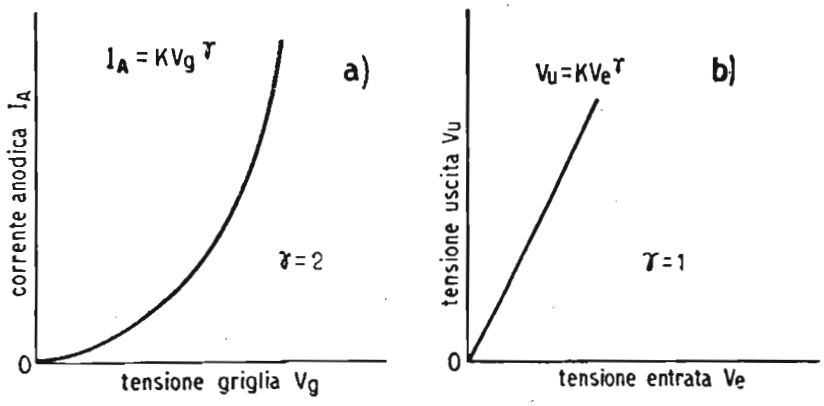


Fig. 2. — Responsi tipici relativi ad un fattore $\gamma = 2$ ed un fattore $\gamma = 1$.

Si dice che un'immagine riprodotta ha un « gamma uguale all'unità quando la differenza di luminosità fra due determinate aree dell'immagine stessa, è identica alla differenza di luminosità esistente fra le corrispondenti aree dell'immagine originale.

A qualsiasi componente di un sistema di televisione può essere assegnato un determinato valore di « gamma » in modo da determinare esattamente la forma del responso della curva e le sue relative caratteristiche di contrasto.

Se il « gamma » complessivo di un intero sistema di televisione è maggiore di 1, in modo da accentuare le parti bianche dell'immagine, il contrasto apparente verrà anch'esso accentuato, e la riproduzione apparirà dura e priva di mezzi toni. Al contrario con un gamma complessivo minore dell'unità, il contrasto viene ridotto e l'immagine riprodotta apparirà smorta e piatta. Quando infine il « gamma » dell'intero sistema di tele-

visione ha un valore uguale ad uno, i valori relativi delle luminosità nell'immagine riprodotta, corrispondono a quelli dell'immagine originale inquantochè non vi è alcuna accentuazione di detti valori di luminosità.

I componenti principali che determinano il gamma complessivo di un sistema di televisione, sono il tubo analizzatore da presa, gli amplificatori del segnale video ed il tubo catodico di riproduzione.

I tubi analizzatori da presa hanno un gamma che va da 1 a poco meno di 1. Lo « image-orthicon » (tubo da presa molto usato), possiede comunque un « gamma » di circa 1, inquantochè la tensione del video segnale in uscita, varia direttamente con la luminosità originale entro un vasto campo di livelli luminosi.

Gli amplificatori hanno un « gamma » caratteristico che è prossimo alla unità, quando essi posseggono un funzionamento lineare. Però, quando ciò fosse conveniente o necessario, un amplificatore può essere corretto in modo da modificare la sua caratteristica di funzionamento, allo scopo di accentuare i segnali a video frequenza verso il bianco. Un tale amplificatore a caratteristica di guadagno di tipo logaritmico può essere usato quale regolatore automatico o manuale di « gamma » in un sistema di televisione.

Sovente in luogo di riferirsi al « gamma » di un sistema di televisione ci si riferisce ad un'altra caratteristica affine detta appunto caratteristica di trasporto. La pendenza, la linearità, e la posizione relativa della citata caratteristica di trasporto, caratterizzano allora la resa in tonalità dell'immagine.

Quando la caratteristica di trasporto, inquadrata in due assi cartesiani a scala logaritmica, è una linea retta con pendenza unitaria (inclinazione 45 gradi) si dice che la trasmissione televisiva è esente da distorsioni di luminosità, poichè le variazioni fra le varie sensazioni di luminosità dell'occhio, vengono riprodotte nelle relative reali proporzioni dell'originale. Per comprendere ciò, occorre ricordare quanto è già stato detto circa il comportamento dell'occhio umano e la sua sensazione in dipendenza degli stimoli luminosi. Abbiamo infatti già visto nelle precedenti lezioni, che le sensazioni luminose dell'occhio umano seguono una caratteristica legge, detta legge di Fechner, variando non in modo direttamente proporzionale, bensì logaritmico, nei riguardi delle corrispondenti eccitazioni luminose.

Se una caratteristica di trasporto viene spostata parallelamente a se stessa senza cambiare la pendenza, l'effetto è di schiarire o di scurire l'immagine riprodotta, nei rispetti di quella originale, senza cambiarne il contrasto di luminosità fra le varie aree componenti l'immagine stessa. Questo effetto può essere praticamente paragonato a quello di un vetro scuro anteposto all'immagine stessa.

Invece l'effetto di cambiamento di pendenza della caratteristica di trasporto, è quello di alterare il contrasto fra le varie parti di diversa luminosità dell'immagine, nel riguardo dei corrispondenti contrasti luminosi esistenti sull'immagine originale.

Si noti comunque che la valutazione esatta della fedeltà dei contrasti dell'immagine riprodotta nei rispetti di quella originale, non è generalmente possibile all'oservatore di un'immagine televisiva, il quale troverà il contrasto di tale immagine soddisfacente od insoddisfacente in dipendenza di svariati fattori ambientali, mancandogli la possibilità di confrontare direttamente l'immagine riprodotta con quella originale.

Se la caratteristica di trasporto è lineare, ma ha una pendenza diversa da quella unitaria (fig. 3-A e 3-C) si dice che l'immagine possiede una distorsione uniforme di luminosità, in quanto che le variazioni di tonalità presenti in un'immagine sono allora compresse od espanse uniformemente in relazione alle corrispondenti variazioni nell'immagine originale. Tale compressione od espansione può servire utilmente in determinati casi, a superare talune limitazioni dei tubi analizzatori da ripresa e dei tubi riproduttori dell'immagine, oltrechè a minimizzare l'effetto di disturbi eventualmente presenti nel sistema di trasmissione. Però in linea generale il corretto progetto di un sistema di trasmissione televisivo tende ad assicurare una caratteristica di trasporto lineare con pendenza unitaria (figura 3-B) scostandosi da tale norma solo in casi di eccezionale necessità.

Se la caratteristica di trasporto non è rettilinea, ma incurvata, il sistema allora accusa una distorsione non uniforme di luminosità (fig. 3-D).

Purtroppo nei sistemi di televisione attualmente in uso, una caratteristica di trasposto lineare è molto difficile ad ottenersi. Occorre però d'altra parte considerare che ciò costituisce una possibilità di distorsione molto ridotta, in paragone alle

possibilità di false regolazioni dei controlli di « contrasto » e « luminosità », di un comune ricevitore televisivo, effettuate da un osservatore incompetente.

Tutto ciò abbiamo voluto esporre per dimostrare quanto critico e delicato sia l'ottenimento del corretto e più appropriato rapporto di contrasti in un'immagine riprodotta in un televisore, nei rispetti dell'immagine originale.

Si definisce contrasto di un'immagine il rapporto

$$Bm / bm$$

fra lo splendore Bm del punto più brillante e lo splendore bm del punto meno brillante dell'immagine stessa.

Il contrasto di un soggetto da fotografare o da televedere può variare entro limiti estremamente larghi. Per esempio un soggetto potrà presentare un oggetto bianco al sole od un og-

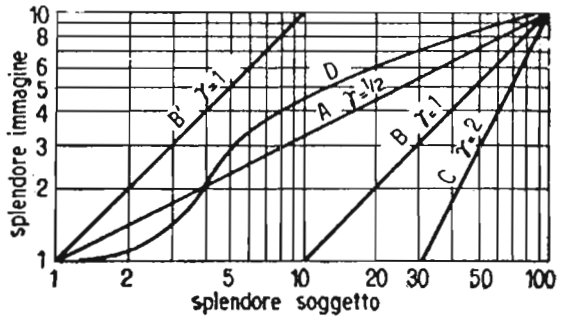


Fig. 3. — Vari tipi di caratteristiche di trasporto in sistemi televisivi.

getto nero all'ombra: il primo avrà uno splendore di parecchie decine di migliaia di volte superiore al secondo. Il soggetto potrà al contrario possedere uno splendore sensibilmente uniforme e presentare così un contrasto di qualche unità solamente. Nella riproduzione fotografica si dispone di una banda di splendore molto ristretta. Il contrasto di una stampa fotografica può variare da 15 a 20 a seconda della qualità della carta impiegata.

Nella proiezione cinematografica il contrasto è mediamente di 30.

In televisione, per motivi che verranno esaminati in seguito, il contrasto di un'immagine formata sullo schermo fluorescente di un tubo catodico è dell'ordine di 10 a 15, in uno schermo però, del tipo metallizzato (alluminato) posteriormente, il contrasto può raggiungere 50 a 100.

Se si considera lo splendore dei vari punti d'un soggetto e della sua immagine riprodotta, e si indica con B lo splendore

di un punto del soggetto e con b lo splendore del punto corrispondente dell'immagine, si potrà dire che la riproduzione sarà fedele se per tutti i punti si avrà

$$b = KB$$

essendo K una costante. Ma se l'immagine è destinata all'osservazione diretta si dovrà considerare solamente l'impressione riprodotta dall'occhio umano. E poichè si è visto (legge di Fechner) che l'intensità della sensazione dell'occhio è proporzionale non direttamente allo splendore, ma al suo logaritmo, si dovrà verificare, nell'intento che la riproduzione sia fedelmente identica al soggetto che

$$\log b = \gamma \log B + \log K$$

od anche

$$b = K_B{}^{\gamma}$$

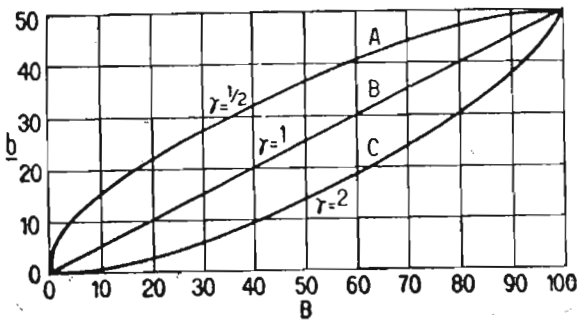


Fig. 4. — Tre differenti tipi di fattore « gamma ». B = splendore dell'immagine originale; b = splendore dell'immagine riprodotta.

essendo γ (gamma) un coefficiente al quale è stato dato il nome di « fattore di contrasto » o semplicemente « gamma ».

La fig. 4 rappresenta una serie di curve corrispondenti alla relazione sopra scritta per una banda di splendori (o luminosità) del soggetto compresa fra 0 e 100 (unità arbitrarie) relativa ad una banda di splendori dell'immagine riprodotta da 0 a 50.

La curva B corrisponde ad un « gamma » uguale ad 1, la curva C ad una « gamma » uguale a 2 e la curva A ad un « gamma » uguale a ½.

Le stesse curve tracciate in coordinate logaritmiche in fig. 5 divengono delle rette rappresentative della relazione algebrica sopra citata, e la pendenza di esse è uguale al valore gamma corrispondente.

La retta C mostra che per $\gamma = 2$ la differenza di sensazione visiva causata da due punti qualsiasi dell'immagine di differente splendore, è due volte più grande di quella causata dai due

punti corrispondenti del soggetto. Nella curva *B* per gamma uguale 1, le sensazioni visive causate dal soggetto e dalla sua riproduzione, sono identiche.

Si dice sovente, quando il « gamma » è superiore od inferiore all'unità, che la riproduzione è più contrastata o meno contrastata del soggetto originale. Tale definizione non è però del tutto esatta, in relazione alla definizione di contrasto data sopra.

E' preferibile dire che il « fattore di contrasto » è superiore od inferiore all'unità.

I diagrammi di fig. 3, corrispondono a delle condizioni più aderenti alla televisione di quelle di fig. 5. La gamma di splendori dell'immagine è sovente compresa fra 1 e 10 mentre la

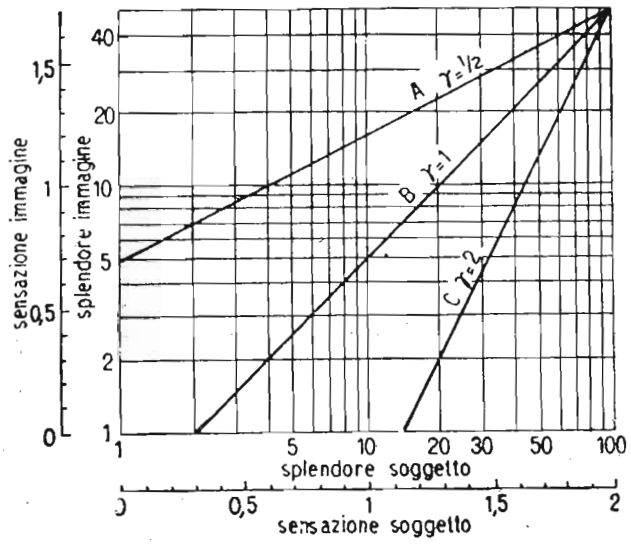


Fig. 5. — Rappresentazione in coordinate logaritmiche dei 3 diagrammi di figura 4.

gamma di splendore del soggetto è compresa fra 1 e 100 come accade sovente nel caso di riprese di scene dallo studio.

E' facile rilevare che solamente la curva *A* permette la riproduzione fedele e completa di tutte le tinte del soggetto. Per $\gamma = 1$, secondo la curva *B*, tutte le tinte comprese fra 10 e 100 sono bene riprodotte, ma tutti gli splendori inferiori a 10 sono resi come neri. Se si tenta di riprodurre le tinte scure con lo stesso « gamma » si ha la curva del primo ove i grigi accentuati sono ben riprodotti, ma gli splendori superiori a 10 divengono dei bianchi.

In pratica però le curve rappresentanti i logaritimi degli splendori dell'immagine in funzione dei logaritmi degli splendori del soggetto, non sono delle rette; tali curve si possono chiamare « caratteristiche di trasporto » totale del sistema. Una

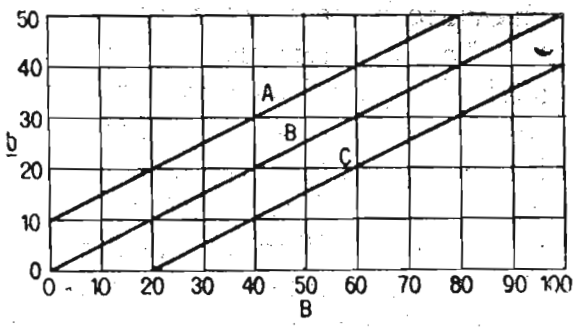


Fig. 6. — Tipi di caratteristiche analoghe a quelle di fig. 5, ma non tutte passanti per l'origine delle coordinate cartesiane.

curva di tal genere è rappresentata in *D* fig. 3. Il suo andamento può essere molto variabile, ma essa comporta generalmente, sia in fotografia, che in televisione una porzione sensibilmente rettilinea. Comunemente si chiama « gamma » di trasmissione la pendenza di tale porzione rettilinea; in televisione si chiama talvolta « gamma » anche la pendenza della curva in un punto qualsiasi, ma per evitare ogni motivo di confusione è

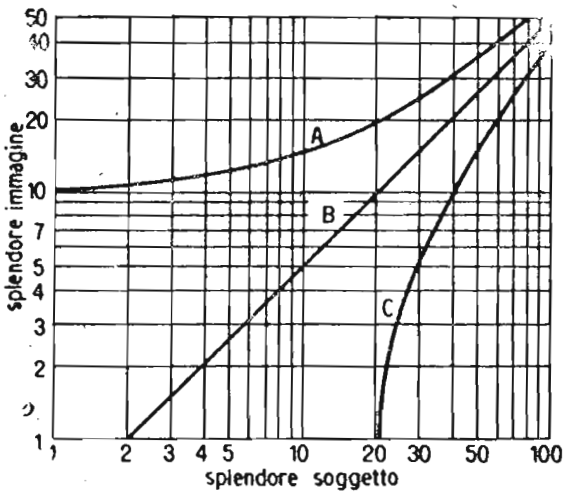


Fig. 7. — Esempi di caratteristiche di trasporto non lineari (curve *A* e *C*) in confronto ad una caratteristica lineare (*B*). (Stesse curve di fig. 6, ma in scala logaritmica).

stato proposto di impiegare di preferenza il termine « gradiente di contrasto » viene altresì chiamata « distorsione di contrasto » la non linearità di questa curva.

E' interessante notare che se lo splendore dell'immagine non si annulla corrispondentemente a quello del soggetto, se le curve cioè analoghe a quelle di fig. 4 non passano per l'origine, ne risulta una distorsione di contrasto che può essere rilevante. La fig. 6 rappresenta in *A* e *C* delle curve di tal genere che sono riportate lineari per rendere l'esempio più evidente.

Le caratteristiche di trasporto che risultano in fig. 7 (in scala logaritmica) non sono lineari. Per la curva *A* il « gradiente di contrasto », dapprima molto debole, aumenta e tende, all'unita, quando lo splendore aumenta: tale curva corrisponde al caso in cui al nero del soggetto corrisponde già uno splendore non nullo dell'immagine riprodotta. Per la curva *C* al contrario il « gradiente di contrasto » comincia con l'essere molto elevato, poi decresce, per tendere verso l'unità; in questo caso le parti molto scure del soggetto passano tutte in nero, ma la progressione è rapidissima nei grigi che ne sono pertanto avvantaggiati.

LEZIONE XII

IL MECCANISMO DELLA SINCRONIZZAZIONE.

Per quanto esposto nelle lezioni precedenti, risulta come la trasmissione televisiva si differenzi notevolmente da quella usuale delle audiofrequenze per la necessità di imprimere sull'onda portante più ordini di segnali, in determinati rapporti di ampiezza e di fase reciproca.

E' cioè necessario trasmettere tre tipi di segnali insieme, precisamente il segnale « video », che è il segnale utile corrispondente al contenuto dell'immagine, i segnali di « sincronizzazione » e quelli di « soppressione video » (« blanking »). Il complesso dei citati segnali, nella loro esatta successione nel tempo e nelle dovute ampiezze relative, riprodotto a pagina 17 e 18 della dispensa 4ª, rappresenta lo « standard » ossia le norme, secondo cui le trasmissioni vengono e verranno eseguite in Italia: con quel complesso di segnali viene cioè effettuata la modulazione dell'energia a radiofrequenza irradiata dal trasmettitore.

Esaminiamo dapprima, dei tre tipi di segnali menzionati, quelli di sincronizzazione o « impulsi sincronizzanti ». La necessità di tali impulsi appare evidente quando si prenda in considerazione il modo nel quale viene effettuata l'analisi dell'immagine nel dispositivo col quale essa viene presa e la ricomposizione della stessa nel ricevitore ove essa viene osservata.

Per lo scopo stesso della televisione — rendere possibile la visione a distanza — l'analisi e la ricomposizione devono essere simultanee: ne segue che il movimento del fascetto elettronico nel tubo analizzatore (iconoscopio) e quello del fascetto elettronico nel tubo di visione (tubo catodico) devono essere uguali come andamento, non solo, ma in un dato attimo i due fascetti

devono riferirsi allo stesso punto dell'immagine che si trasmette. Tale simultaneità deve avere luogo per tutti i punti — o aree elementari — dell'immagine, per cui i due raggi elettronici devono essere legati fra loro nel loro movimento, sia cinematicamente, sia nel tempo.

Per chiarire come il necessario legame sia creato dagli impulsi sincronizzanti, giova fare qualche precisazione circa il sistema con il quale si realizza il movimento del raggio elettronico.

E' già stato detto in precedenza che esso è ottenuto mediante due campi elettrici o magnetici ortogonali, in maniera da conseguire l'esplorazione dell'immagine per righe successive ed adiacenti. Più precisamente mediante adatti circuiti — « circuiti di deflessione » — si generano delle tensioni o delle correnti che danno luogo rispettivamente ai citati campi elettrici o magnetici che provocano il movimento del raggio. I circuiti di deflessione consistono, nella loro forma più semplice, in uno stadio oscillatore, che genera una tensione di determinata forma e frequenza e in uno stadio amplificatore, che provvede ad amplificare detta tensione o a trasformarla in corrente di opportuno andamento. Lo stadio amplificatore provvede cioè a fornire la tensione o corrente generatrice del campo elettrico o magnetico necessario per il movimento del pennello. Quello che per il momento importa notare è che lo stadio oscillatore è costituito in maniera da essere « sincronizzabile »: vale a dire esso oscilla su una frequenza prossima a quella necessaria, ma è suscettibile di oscillare esattamente su quest'ultima, se ad esso si adducono opportunamente degli impulsi di tensione di tale frequenza. Così ad esempio il circuito di deflessionee di riga avrà il suo oscillatore proporzionato per oscillare in oscillazione libera in un intorno della frequenza 15 · 625 Hz (più precisamente su una frequenza più bassa): oscillerà esattamente su 15 · 625 Hz sincronizzandolo con degli impulsi sincronizzanti di quella frequenza. Analogamente si può dire per l'oscillatore del circuito di deflessione di quadro.

Con questa premessa è ovvio come viene ottenuta la simultaneità dei movimenti dei raggi elettronici all'analisi ed alla ricomposizione. Gli oscillatori dei rispettivi circuiti di deflessione sono di tipo simile, cioè forniscono tensioni dello stesso andamento: essi vengono inoltre sincronizzati da impulsi sincronizzanti, che hanno un'unica origine. Si consegue così il legame necessario di cui si è fatto cenno.

Gli impulsi sincronizzanti sono forniti da un unico genera-

tore, che fa parte del dispositivo trasmittente. Una sequenza di impulsi viene addotta via filo ai circuiti di deflessione dell'iconoscopio; una sequenza di impulsi eguale è portata a modulare il trasmettitore. Nel ricevitore gli impulsi ricevuti sincronizzano i circuiti di deflessione, simultaneamente e con lo stesso ritmo di quanto avviene per i circuiti di deflessione dell'iconoscopio. (Il tempo di propagazione dell'irradiazione è del tutto trascurabile).

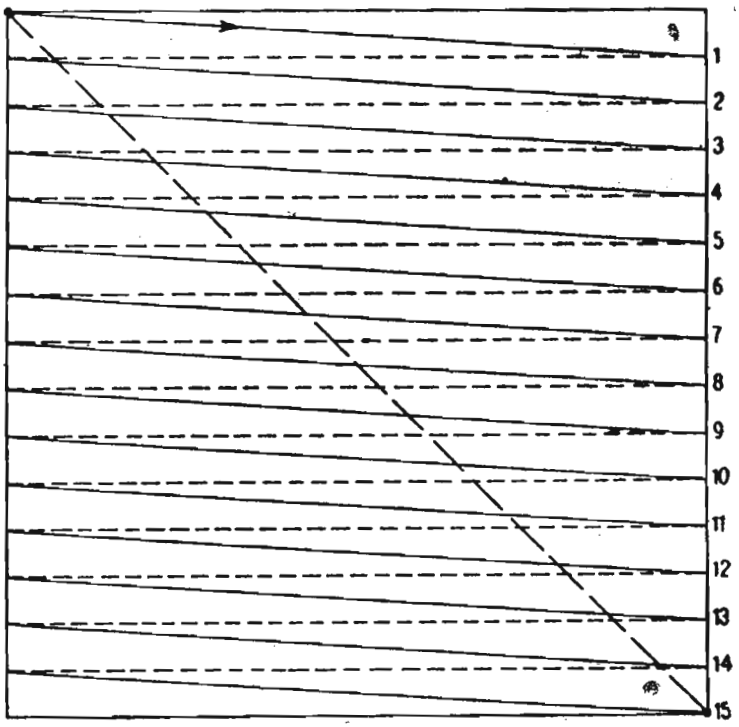


Fig. 8. — Esempio di analisi progressiva a 15 righe.

Definita così la funzione degli impulsi sincronizzanti, è necessario esaminare il caso dell'analisi progressiva e dell'analisi interlacciata agli effetti degli impulsi sincronizzanti. E' già noto che l'analisi adottata è quella interlacciata: dal paragone però dei due casi apparirà il motivo per cui l'impulso sincronizzante di quadro per lo standard adottato è un impulso complesso formato da più segnali.

Nel caso dell'analisi progressiva, come già si è visto, l'esplorazione dell'immagine (fig. 8) inizia dal punto estremo sinistro del bordo superiore e finisce all'estremo destro del bordo inferiore, dopo aver percorso tutta l'area dell'immagine per righe successive ed adiacenti, in numero di 625 ed in un tempo pari

ad 1/25 di secondo. Il moto del pennello elettronico è uniforme, di determinata velocità nel percorso attivo, con un rapido ritorno da destra a sinistra nel percorso inattivo: le tensioni o correnti di deflessione hanno cioè il tipico andamento a « dente di sega » (fig. 22, dispensa 2ª). Al termine di una prima esplorazione il raggio elettronico viene riportato al punto iniziale di partenza. L'operazione è ripetuta per 25 volte al secondo.

Si è anche già visto che per la sincronizzazione sono neces-

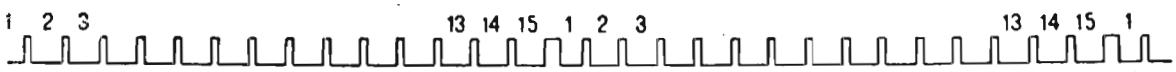


Fig. 9. — Impulsi sincronizzanti per il caso della fig. 8.

sari due ordini di impulsi, successivi nel tempo: gli impulsi, in numero di 625, per le 625 righe, 1 impulso per il quadro, rispettivamente agenti al termine di ogni percorso attivo di riga e del percorso attivo di quadro. Ciò ripetuto nel tempo $25 \times 625 = 15625$ volte al secondo per la riga, 25 volte al secondo per il quadro. La fig. 8 si riferisce per semplicità al caso di 15 righe per quadro; la fig. 9 riproduce gli impulsi sincronizzanti per due successive analisi complete dell'immagine.

Nella fig. 8 le righe attive sono a tratto pieno, i ritorni inattivi sono rappresentati tratteggiati. Nella fig. 9 i due impulsi più larghi sono quelli di quadro. Dall'esame delle figure si possono tratte le seguenti considerazioni. Nel caso dell'analisi progressiva il numero delle righe per quadro può essere indifferentemente pari o dispari (ciò che non vale per il caso dell'analisi interlacciata, come si vedrà in seguito). In tutti i casi gli impulsi sincronizzanti di quadro, coincidono con un impulso sincronizzante di riga: vale a dire che i successivi impulsi sincronizzanti di quadro hanno sempre la stessa fase rispetto agli impulsi di riga antecedente e seguente.

La seconda osservazione, cioè quella della fase reciproca dei successivi impulsi sincronizzanti di quadro rispetto agli adiacenti impulsi di riga, riveste particolare importanza per il caso dell'analisi interlacciata agli effetti della configurazione degli impulsi di quadro. Per meglio vagliare ciò, è necessario a questo punto esaminare le modalità dell'impiego degli impulsi sincronizzanti alla ricezione.

Mentre alla trasmissione gli impulsi sincronizzanti di riga e di quadro si possono addurre via filo separatamente ai rispet-

tivi circuiti di deflessione, alla ricezione ciò non è possibile se non dopo averne effettuata la separazione. Infatti la radiofrequenza irradiata dal trasmettitore è modulata dall'insieme degli impulsi sincronizzanti, cioè sia di riga, sia di quadro (dalla sequenza di fig. 9 nel caso dell'analisi progressiva), e quindi nel ricevitore, dopo la rivelazione (e dopo separazione dei segnali video, come si vedrà in seguito) si ha disponibile la miscela dei due impulsi. E' necessario, per un regolare funzionamento degli oscillatori dei due circuiti di deflessione, separare gli impulsi di riga e di quadro onde convogliarli ai rispettivi oscillatori.

La separazione può aver luogo, con adatti circuiti, per discriminazione rispetto all'ampiezza o alla durata e frequenza degli impulsi. Si potrebbe cioè effettuare la trasmissione con ampiezze diverse per gli impulsi di quadro rispetto a quelli di riga, e poi dar luogo alla separazione nel ricevitore discriminando i due tipi di impulsi sfruttando la diversità dei loro valori di cresta. Tale sistema, usato sperimentalmente in passato, è stato abbandonato. Oggi la separazione dei due ordini di impulsi si raggiunge con determinati circuiti, di « differenziazione » ed « integrazione » (saranno illustrati diffusamente in successive lezioni), che basano la loro azione sulla diversità di frequenza e di durata degli impulsi stessi.

Gli impulsi sincronizzanti di riga e di quadro hanno quindi durate diverse. E così, nel caso dell'analisi progressiva, l'impulso di quadro ha una durata notevolmente superiore a quella dell'impulso di riga.

CARATTERISTICHE DEI CIRCUITI E « RESISTENZA-CAPACITA' ».

Un circuito costituito da una capacità C e da una resistenza R (fig. 10) è essenzialmente caratterizzato dal prodotto RC di tali due elementi (R in ohm e C in farad). Tale prodotto RC si chiama « costante di tempo » ed è espressa in secondi.

Si dimostra (vedi Lezione XV che tale costante di tempo rappresenta il tempo occorrente per caricare la capacità C da « zero » al 63% della tensione E applicata al circuito: in altre parole la costante RC espressa in microsecondi rappresenta il tempo occorrente perchè la tensione V ai capi della capacità (fig. 10) raggiunga il 63% di E.

Teoricamente la capacità C non giungerà mai alla condizione di carica completa (cioè $E = V$), ma in pratica dopo un

tempo pari a 5 volte *RC*, la tensione di carica *V* sarà al 99% della tensione totale *E*.

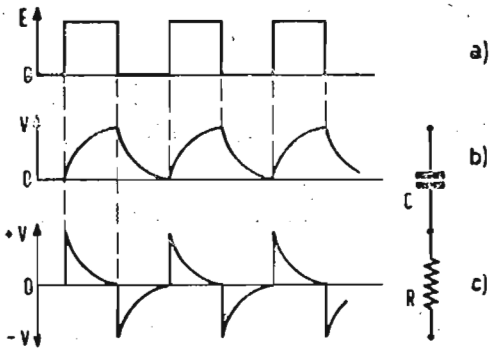


Fig. 10. — Comportamento di un circuito **R-C.**

Ciò per la fase di carica della capacità *C*; per quanto riguarda la fase di scarica si può dire che il tempo per scaricare una capacità è uguale a quello richiesto per caricarla.

Pertanto la costante di tempo *RC* è proporzionale al tempo richiesto per caricare o scaricare una capacità.

Si tenga inoltre presente che la tensione *V* ai capi della capacità non inverte la sua polarità durante il ciclo di carica-scarica, mentre la corrente che attraversa la resistenza *R* inverte il proprio senso dalla fase di carica a quella di scarica.

Esaminiamo ora il comportamento di un circuito *RC* quando ad esso venga applicata una tensione alternativa di forma rettangolare

Nella fig. 10 in *a* è raffigurata la tensione rettangolare simmetrica applicata, in *b* è raffigurata la corrispondente tensione ai capi della capacità, detta « tensione integratrice », in *c* è rappresentata la tensione corrispondente ai capi della resistenza *R*, detta « tensione differenziatrice ».

Si noti, come la polarità della tensione integratrice rimane inalterata durante il ciclo di carica-scarica, mentre la tensione differenziatrice assume due direzioni opposte (positiva e negativa) rispetto al valore « zero » di riposo.

E' interessante notare come a seconda del valore della capacità nel circuito *RC* la forma delle tensioni integratrici e differenziatrici viene a cambiare.

Tale circostanza risulta chiaramente dalla fig. 11 ove sono considerati tre diversi valori della capacità *C* (0,1 μF; 0,01 μF; 0,001 μF) contro un unico valore della resistenza *R* (10.000 ohm). Il caso *a*) ha una costante di tempo *RC* di 1000 microsecondi; il caso *b*) ha una costante di tempo di 100 μsec.; il caso *c*) ha una costante *RC* di 10 μsec.

E' facile constatare che quando la costante di tempo è grande (1000 μsec.) solo una piccola tensione si manifesta ai capi della capacità, mentre la tensione ai capi della resistenza si scosta poco dalla forma originale della tensione rettangolare applicata.

Quando invece il valore della capacità è molto piccolo (costante di tempo di 10 μsec.) la tensione ai capi della capacità è molto vicina a quella della tensione applicata (naturalmente con andamento a dente di sega simmetrico e distorto), mentre la tensione ai capi della resistenza è fortemente « differenziata » in modo da presentare delle punte positive e negative molto accentuate.

E' facile ora comprendere come una tensione rettangolare (ad es. impulsi sincro) possa venir integrata o differenziata in modo da ottenere la forma desiderata, per determinati scopi,

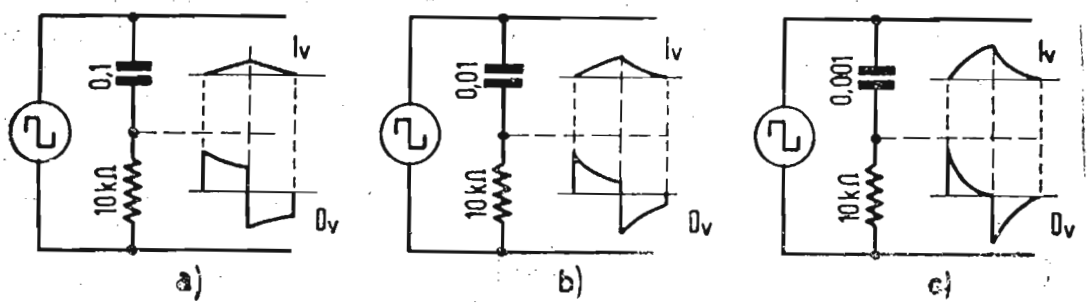


Fig. 11. — Influenza della capacità *C* in un circuito *R-C*.

mediante la scelta appropriata dei valori di un circuito *RC*.

Se inviamo quindi ai capi di un complesso *RC* un segnale di forma quadrata, in modo che la durata dell'impulso sia grande rispetto alla costante di tempo *RC*, la tensione raccolta ai capi della resistenza *R* assume la caratteristica a guizzi, di polarità opposta (tensione differenziata).

Se utilizziamo invece la tensione ai capi della capacità *C*, con una costante di tempo *RC* sufficientemente lunga, il circuito si comporterà diversamente a seconda che gli impulsi abbiano durata breve o lunga.

Se gli impulsi hanno durata breve, la capacità si carica e scarica totalmente entro lo stesso ciclo dell'impulso. Se la durata è notevole, la capacità non si scarica totalmente dopo il primo impulso, ma all'inizio del secondo rimane parzialmente carica. La carica residua si somma alla nuova, in modo che alla fine del secondo impulso la tensione sarà maggiore di quella

precedente ed analogamente si ripeterà per i successivi impulsi (circuito integratore).

Se applichiamo quindi la miscela dei segnali sincro-riga e sincro-quadro ad un complesso costituito da un circuito « differenziatore » ed un circuito « integratore », alle uscite di tali circuiti si ricaveranno rispettivamente dei guizzi a frequenza di riga e degli impulsi quasi triangolari a frequenza di quadro, che saranno utilizzati per pilotare gli oscillatori di deflessione.

CASO DELL'ANALISI INTERLACCIATA.

Dopo quanto rilevato si può passare all'esame dell'analisi interlacciata e degli impulsi sincronizzanti che si rendono necessari in tal caso.

E' stato fatto cenno al motivo fondamentale che ha portato all'analisi interlacciata. Giova qui rammentarlo. Con l'analisi progressiva il numero delle immagini complete analizzate al secondo è di 25, come si è visto. L'adozione di tale frequenza di quadro ha origine dal fatto che si tendeva a suo tempo ad avere una frequenza d'esplorazione verticale uguale o sottomultiplo esatto della frequenza della rete di alimentazione: a frequenza d'analisi verticale in rapporto di fase fisso con quella della rete di alimentazione, certi disturbi all'immagine dovuti, ad esempio, al campo disperso dei trasformatori di alimentazione del ricevitore erano meno avvertibili in quanto fissi nel quadro. Inoltre una ripetizione di 25 volte al secondo dell'esplorazione verticale garantiva, per il fenomeno di persistenza retinea dell'occhio, l'illusione della continuità di moto, similmente a quanto avviene per le proiezioni cinematografiche. (Solo recentemente è prevalso il criterio — pur lasciando inalterato in 25 il numero di immagini complete al secondo — di prescindere dal legame di fase fra frequenza di esplorazione verticale e frequenza della rete di alimentazione, e ciò per i perfezionamenti apportati ai ricevitori televisivi: lo standard europeo comporta la trasmissione a 25 immagini complete al secondo, ove tale frequenza non ha legami con la frequenze della rete di alimentazione, che può essere qualsivoglia). Stabilito che è necessario un numero di righe di circa 600 per immagine per conseguire una immagine soddisfacentemente particolareggiata, risulta che la massima frequenza video da trasmettere è dell'ordine di 5 MHz. Una trasmissione siffatta presenta però ancora un grave difetto, quello dello « sfarfallio ». L'osservatore cioè, pur

non mancandogli con 25 immagini al secondo la sensazione della continuità del moto, avverte un pulsare della luminosità dell'immagine nel suo insieme, particolarmente disturbante a luminosità elevata e per una prolungata osservazione. Ad ovviare all'inconveniente sarebbe sufficiente un adeguato aumento del numero delle immagini complete al secondo. Ma ciò comporterebbe un aumento inaccettabile — per le molteplici difficoltà tecniche che ne deriverebbero — della banda delle frequenze

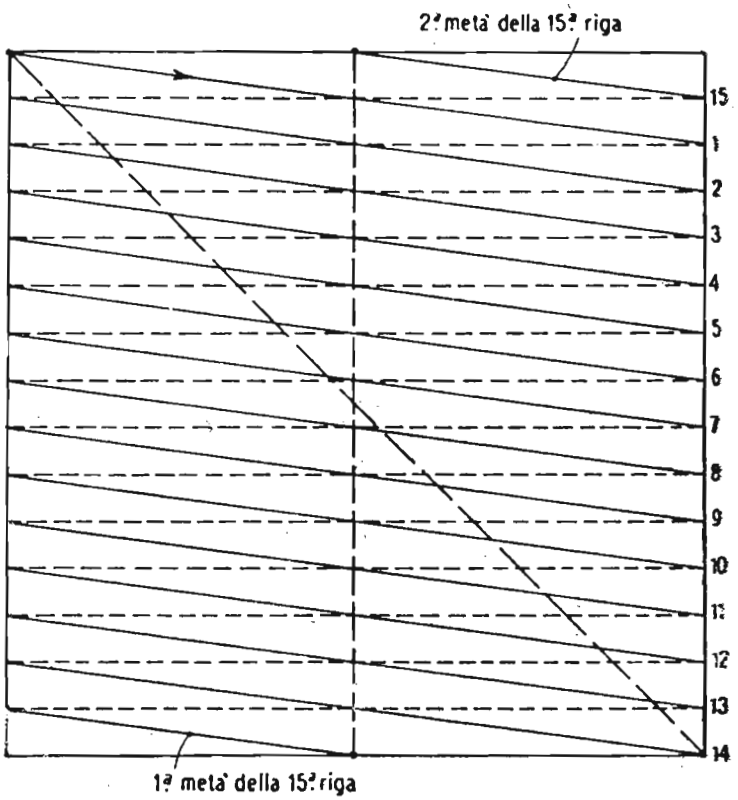


Fig. 12. — Esempio di analisi interlacciata a 15 righe.

video da trasmettere, banda che è legata al prodotto del quadrato del numero di righe per immagine per il numero di immagini al secondo.

Si è fatto ricorso allora allo sdoppiamento dell'analisi verticale in due analisi uguali, sempre fermo restando il numero globale di righe per immagine completa. L'immagine completa di 625 righe è cioè suddivisa in due « trame » di 312,5 righe. La frequenza dell'analisi verticale viene raddoppiata, e quindi ad ogni percorso verticale del raggio compete la metà delle righe totali. Riferendoci ad esempio al caso pratico semplificato di un'immagine completa a 15 righe, durante il primo dei due

accennati percorsi verticali del raggio, verranno esplorate le righe che nel caso della fig. 8 sono le dispari — righe 1,3 ecc. — mentre durante il secondo percorso verticale del raggio saranno esplorate le righe pari. La cosa appare evidente nella fig. 12, che rispecchia un caso di analisi interlacciata sempre a 15 righe. Appare chiaramente visibile che il raggio alla fine della esplorazione del primo quadro, giunge al suo bordo inferiore a metà della riga completando la stessa con la seconda metà che parte dal punto di mezzo del bordo superiore dell'immagine. (I casi delle due figure sono puramente dimostrativi. In pratica durante il ritorno d'immagine, rispettivamente di quadro se-

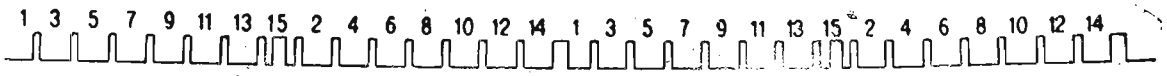


Fig. 13. — Impulsi sincronizzanti per il caso di fig. 12.

condo il tipo di analisi, data la velocità del ritorno stesso viene esplorato un certo numero di righe, che però vengono soppresse come si vedrà in seguito). S'inizia poi l'esplorazione del secondo quadro, e l'ultima riga di questa ha termine esattamente al punto estremo destro del bordo inferiore. Quindi il percorso inattivo di ritorno del primo quadro ha inizio in corrispondenza della metà di una riga mentre lo stesso percorso per il secondo quadro, ha inizio in corrispondenza del termine di una riga. I corrispondenti impulsi sincronizzati di quadro, che nel caso in esame sono ovviamente a frequenza doppia rispetto al caso dell'analisi progressiva, vengono quindi a trovarsi uno a metà fra due impulsi sincronizzanti di riga, l'altro in corrispondenza di uno di detti impulsi. La sequenza degli impulsi sincronizzanti per il caso dell'analisi interlacciata relativa a due immagini complete assume quindi l'andamento riprodotto nella fig. 13.

Dal confronto delle due figure 9 e 13 appare ora evidente che mentre nel caso dell'analisi progressiva i rispettivi impulsi sincronizzanti di quadro hanno sempre la stessa fase rispetto a quelli di riga, nel caso dell'analisi interlacciata gli impulsi sincronizzanti di quadro hanno successivamente, due a due, fase diversa rispetto a quelli di riga. Questo fatto assume particolare importanza per l'esattezza dell'« interlacciatura » delle righe nel caso dell'analisi non progressiva. Infatti lo scopo dell'analisi interlacciata è che — a parità di numero totale di righe esplorate in un cinquantesimo di secondo, e quindi a parità di banda

di frequenza video necessaria — l'esplorazione verticale avvenga 50 volte al secondo con il beneficio di una notevolissima riduzione dello sfarfallio per luminosità non eccessive del quadro. Accanto a questo risultato però è indispensabile l'esatta interposizione delle righe delle due trame in maniera che le totali 625 righe che competono ad un'immagine completa siano equi-

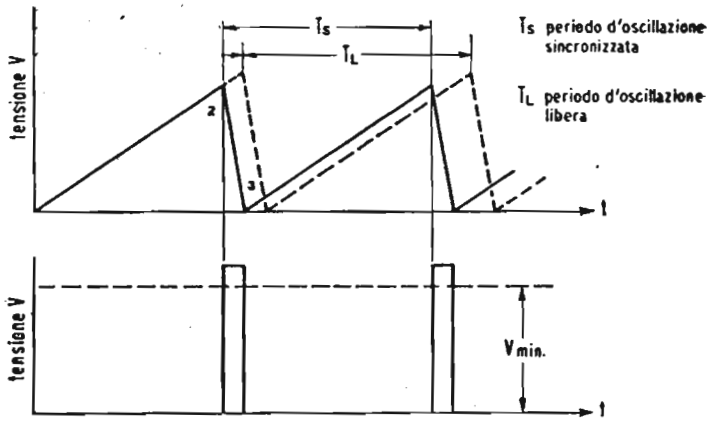


Fig. 14. — Esempio di oscillazione per circuiti di deflessione e dei relativi impulsi sincronizzanti.

distanti. Diversamente al vantaggio della riduzione dello sfarfallio si accoppierebbe una perdita di definizione dell'immagine, una perdita cioè notevole di particolari, oltre alla messa in evidenza delle righe, che, per il numero di 625 per immagine e se equidistanti, non sono praticamente avvertibili alla distanza normale di osservazione con le dimensioni attuali degli schermi.

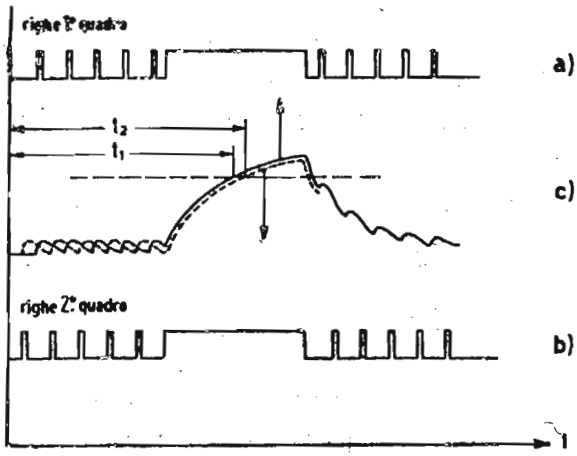


Fig. 15. — Azione del circuito di integrazione.

Appare quindi della massima importanza che i due ritorni di quadro nel caso dell'analisi interlacciata, avvengano il più esattamente possibile nell'attimo voluto, vale a dire nell'esatta fase rispetto agli impulsi sincronizzanti di riga. Prendendo ora in esame due successivi impulsi di quadro per il caso dell'analisi in discussione, va rilevato che per la già menzionata differenza di fase rispetto agli impulsi di riga essi non si comporteranno egualmente di fronte ai circuiti di separazione degli

impulsi sincronizzanti, basati come si è detto sui principi della « integrazione » e « derivazione ». Si giungerebbe cioè, impiegando la sequenza d'impulsi di fig. 13 ad una imperfetta sincronizzazione della deviazione verticale e quindi a due quadri con le rispettive righe non esattamente interposte ossia non equidistanti (« appaiamento delle righe »). Per rendersi conto di tale circostanza si fa un breve cenno (l'argomento verrà trattato più diffusamente in altro gruppo di lezioni) sulla sincronizzazione di un oscillatore e sul come avviene la separazione degli impulsi di riga e di quadro nel ricevitore.

Per l'esatta sincronizzazione di un oscillatore che fornisca, ad esempio, un'oscillazione con andamento a denti di sega, di

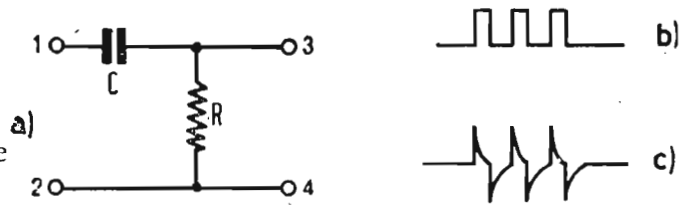


Fig. 16. — Circuito elementare di differenziazione.

forma ed ampiezza costante nel tempo, sono necessarie due principali condizioni. La prima è che la frequenza di oscillazione libera sia lievemente inferiore alla frequenza di sincronizzazione, affinchè sia l'impulso sincronizzante a determinare (figura 14) la rapida scarica 2-3 (corrispondente al percorso di ritorno del fascio elettronico nel tubo a raggi catodici), assumendo così l'oscillatore automaticamente la frequenza voluta. Se la frequenza d'oscillazione libera fosse superiore a quella di sincronizzazione, la scarica 2-3 avrebbe luogo spontaneamente,

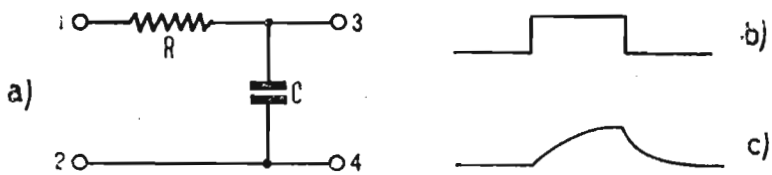


Fig. 17. — Circuito elementare di integrazione.

prima dell'azione dell'impulso sincronizzante, venendo a mancare la desiderata sincronizzazione. La seconda condizione è che l'impulso sincronizzante deve comportare un'ampiezza minima *V*min, sotto alla quale mancherebbe l'azione sincronizzante.

Per l'esatta sincronizzazione, nel caso pratico è inoltre necessario che gli impulsi sincronizzanti orizzontali non abbiano effetto sull'oscillatore verticale e che quelli verticali non influiscano su quello orizzontale: le conseguenze più appariscenti del-

la interazione fra i due tipi di segnali sincronizzanti sono l'accennato appaiamento delle righe e lo spostamento irregolare delle righe nel senso orizzontale. E' quindi indispensabile, come già detto, provvedere alla separazione delle due sequenze di segnali. La separazione è basata sulla diversa durata e frequenza dei segnali, con i circuiti di « differenziazione » e di « integrazione », già menzionati.

E' opportuno riferirsi ad una sequenza di impulsi in cui l'impulso di quadro abbia una durata notevolmente diversa da quella dell'impulso di riga, ad esempio la durata di un impulso di quadro sia pari a 2,½ periodi di riga (fig. 15); a) righe I° quadro; b) righe II° quadro; c) impulsi sincronizzanti integrati.

Applicando la sequenza d'impulsi al circuito elementare di fig. 16-a — circuito di differenziazione — all'ingresso 1-2, gli im-

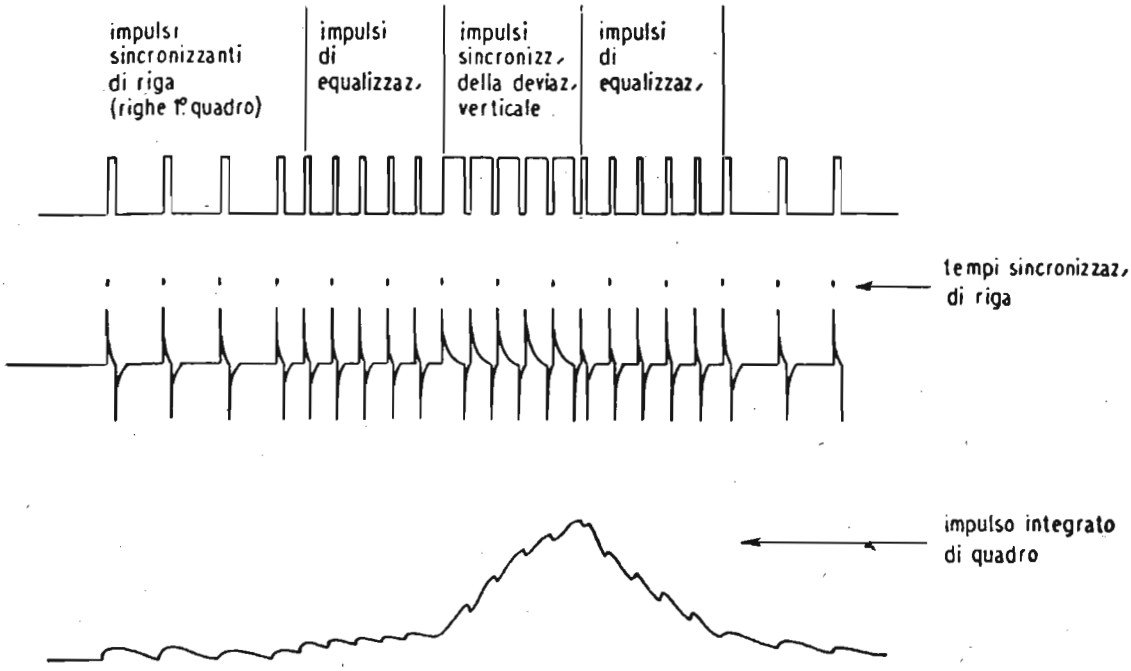


Fig. 18. — Andamento e forma degli impulsi sincronizzanti dopo separazione.

pulsi di riga b) assumeranno all'uscita 3-4 la forma c). Applicando la stessa sequenza d'impulsi al circuito elementare di fig. 17-a — circuito di integrazione — all'ingresso 1-2, l'impulso di quadro b) assumerà all'uscita 3-4 la forma c).

Si può osservare che con il circuito di integrazione l'impulso di quadro viene separato da quelli di riga per quanto riguarda l'ampiezza. Va però notato che, nonostante l'esigua ampiezza dei secondi, essi influiscono sul valore di cresta dell'impulso di quadro, e ciò in maniera diversa a seconda che l'impulso di

riga precede quello di quadro di un periodo o mezzo periodo di riga (fig. 15-c). L'impulso integrato di quadro raggiunge perciò il valore di tensione minimo *V*min (fig. 13), oltre il quale

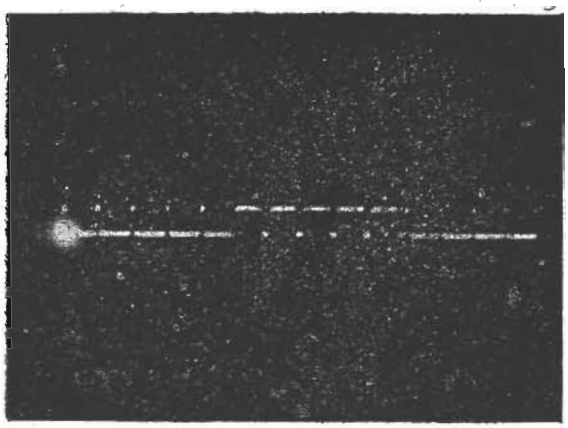


Fig. 19. — Gruppo impulsi sincronizzanti di quadro (fotografia Laboratori Unda Radio).

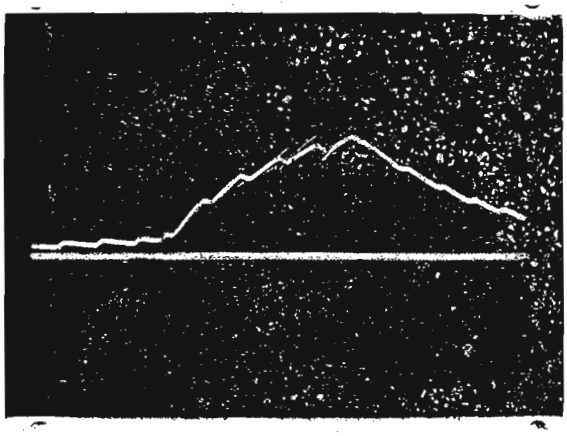


Fig. 20. — Gruppo impulsi sincronizzanti di quadro dopo integrazione (fotografia Laboratori Unda Radio).

ha inizio l'azione sincronizzante, in due attimi diversi t_1 e t_2. Il circuito d'integrazione quindi riduce sì l'ampiezza dell'impulso di riga rispetto a quella di quadro in misura tale da renderla del tutto inefficace (molto al disotto del valore minimo *V*min), ma presenta l'inconveniente di fornire la sincronizza-

Fig. 21. — Impulsi sincronizzanti di riga (fotografia Laboratori Unda Radio).

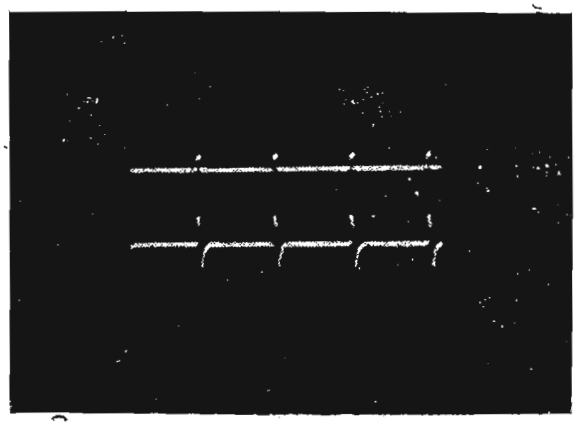


Fig. 22. — Impulsi sincronizzanti di riga e gli stessi dopo differenziazione (fotografia Laboratori Unda Radio).

zione all'oscillatore di quadro ad intervalli di tempo diseguali, contrariamente a quanto necessario, con conseguente appaiamento delle righe.

Ad ovviare all'inconveniente rilevato si provvede in pra-

tica egualizzando l'intorno degli impulsi sincronizzanti di quadro, per un sufficiente numero di periodi di riga, facendo precedere e seguire l'impulso di quadro da due gruppi, uguali, di « segnali di egualizzazione ». Nel caso dello standard adottato in Italia essi constano di 5 impulsi, di doppia frequenza di riga, che precedono e seguono l'impulso sincronizzante di quadro. In questo modo l'impulso sincronizzante di quadro si trova sempre preceduto e seguito da impulsi sincronizzanti di riga con intervallo pari a mezzo periodo di riga, e non sussistono più le condizioni di diversità fra due successivi impulsi di quadro. Le condizioni di sincronizzazione delle due trame successive sono pertanto praticamente uguali ed è evitato così l'appaiamento delle righe. I cinque impulsi di egualizzazione hanno una durata pari alla metà di quella del normale impulso di riga. Quest'ultimo ha una durata pari al 9% del periodo di riga, cioè al 9% di 1/15.625.

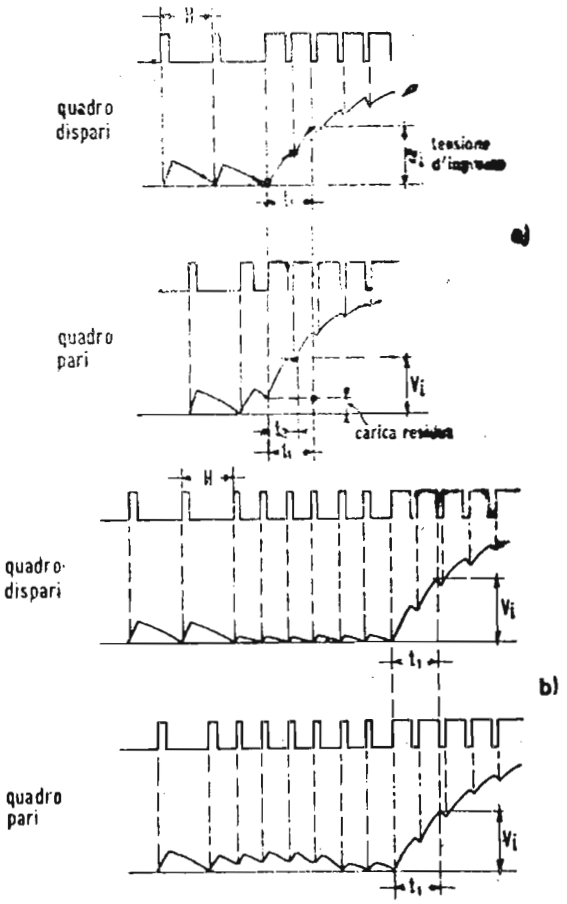


Fig. 23. — Utilità dei segnali di egualizzazione per il corretto interlacciamento.

E' però ancora necessario ovviare ad altro difetto che il sistema di impulsi sincronizzanti finora descritto presenterebbe. Il circuito di differenziazione accennato (fig. 16) darebbe luogo all'interruzione della sincronizzazione di riga durante il tempo in cui agisce l'impulso di quadro. Per tale motivo l'impulso sincronizzante di quadro — della durata di 2,½ periodi di riga — anzichè essere un segnale continuo è formato da 5 impulsi larghi (pari a 4/10 del periodo di riga) a doppia frequenza di riga. La sincronizzazione dell'oscillatore di riga è così assicurata nella sua continuità.

Le considerazioni svolte portano così ad un complesso di impulsi sincronizzanti corrispondente allo standard di trasmis-

sione, rappresentato a pagg. 16 e 17 della 4ª dispensa. Per comodità del lettore è riprodotta in fig. 18 la sequenza degli impulsi sincronizzanti nell'interno di un gruppo di sincronizzazione di quadro, con l'andamento degli impulsi sincronizzanti di riga e di quadro dopo separazione degli stessi con i circuiti descritti. Va posto in rilievo che l'oscillatore di riga si sincronizza automaticamente sulla frequenza di riga, benchè assoggettato — durante l'intervallo di sincronizzazione di quadro — ad impulsi sincronizzanti a doppia frequenza di riga. L'impulso sincronizzante che si manifesta a metà riga è infatti inefficace agli effetti della sincronizzazione, essendo ad una frequenza troppo lontana da quella di oscillazione libera dell'oscillatore.

Le fotografiie riprodotte nelle figure 19 e 20 illustrano il gruppo di impulsi sincronizzanti di quadro e lo stesso gruppo dopo integrazione nel ricevitore. Si può notare nella fig. 20 a sinistra in basso la forma d'onda corrispondente al primo gruppo di egualizzazione di 5 impulsi, poi l'esponenziale di integrazione con i 5 picchi corrispondenti ai 5 segnali larghi che formano il vero e proprio impulso sincronizzante di quadro ed infine la scarica esponenziale con i 5 picchi, meno marcati, del 2° gruppo di egualizzazione. Dall'esame dell'esponenziale relativo al 2° gruppo di impulsi di egualizzazione, appare chiaro lo scopo per cui questi sono stati adottati non soltanto prima del vero e proprio impulso sincronizzante di quadro ma anche dopo: porre cioè l'oscillatore di quadro nelle stesse condizioni di inizio d'oscillazione per ambedue i quadri dell'immagine, e ciò per i motivi già esposti.

Le fig. 21 e 22 rappresentano rispettivamente gli oscillogrammi degli impulsi sincronizzanti di riga e gli stessi prima e dopo la differenziazione.

Il sincronismo verticale è, come ormai sappiamo, controllato dal cor-

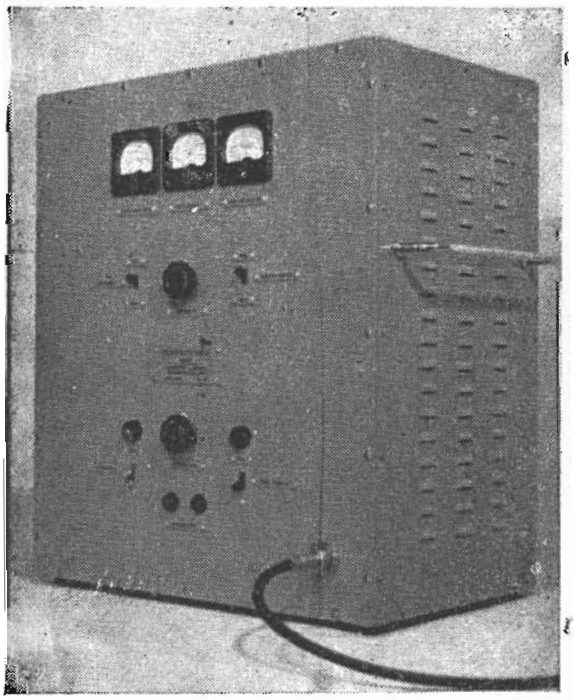


Fig. 24. — Generatore segnali di sincronizzazione UNDA (fotografia Laboratori Unda Radio).

rispondente segnale di quadro (segnale lungo con 5 intagli); in mancanza dei segnali equalizzatori la tensione utile d'innesco (V_1 - fig. 23) che serve a comandare l'oscillatore di deflessione alla frequenza di quadro, potrebbe essere raggiunta dopo tempi diversi nella successione dei quadri dispari e pari (t_2 minore di t_1), causando un cattivo interlacciamento. Ciò a causa della carica residua nel circuito di controllo dopo l'ultima mezza riga del primo quadro (fig. 23-a).

La presenza dei segnali equalizzatori a frequenza doppia di quella di riga, permette di riportare il circuito a carica iniziale nulla; in tal modo il valore di tensione d'innesco dell'oscillatore verticale sarà raggiunto sempre dopo il medesimo intervallo (t_1 - fig. 23-b).

Circa l'impiego degli impulsi sincronizzanti nel ricevitore e cioè circa quanto detto sulla loro separazione, va precisato, — benchè l'argomento sarà ripreso e trattato a fondo più avanti — che gli impulsi sincronizzanti prima di essere separati fra loro vanno scissi dal segnale video con appropriati circuiti.

GENERATORI DI SEGNALI SINCRONIZZANTI.

Uno degli organi più importanti di un sistema trasmittente televisivo è il generatore degli impulsi di sincronizzazione che vengono usati sia per il pilotaggio della deflessione ed estinzione dei pennelli elettronici dei complessi analizzatori e di

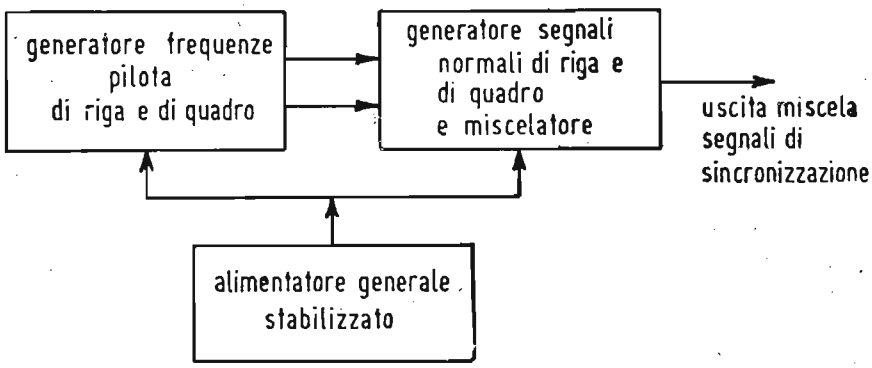


Fig. 25. — Schema d'insieme generatore UNDA.

controllo, che per essere opportunamente miscelati coi segnali video per la formazione del segnale composto che verrà irradiato dal radiotrasmettitore.

I circuiti fondamentali che vengono ripetutamente impiegati nei generatori di segnali sincronizzanti sono del tipo ad oscillatore bloccato, del tipo a multivibratore oppure del tipo

a sommatore d'impulsi (« counter »). Mediante un opportuno concatenamento di un certo numero di circuiti del genere è possibile creare le relazioni di frequenza in precedenza menzionate. A questa parte principale del dispositivo è unita una seconda parte che ha il compito di generare i segnali nella forma, ampiezza e fase necessarie, trasformando opportunamente i segnali generati nella prima parte.

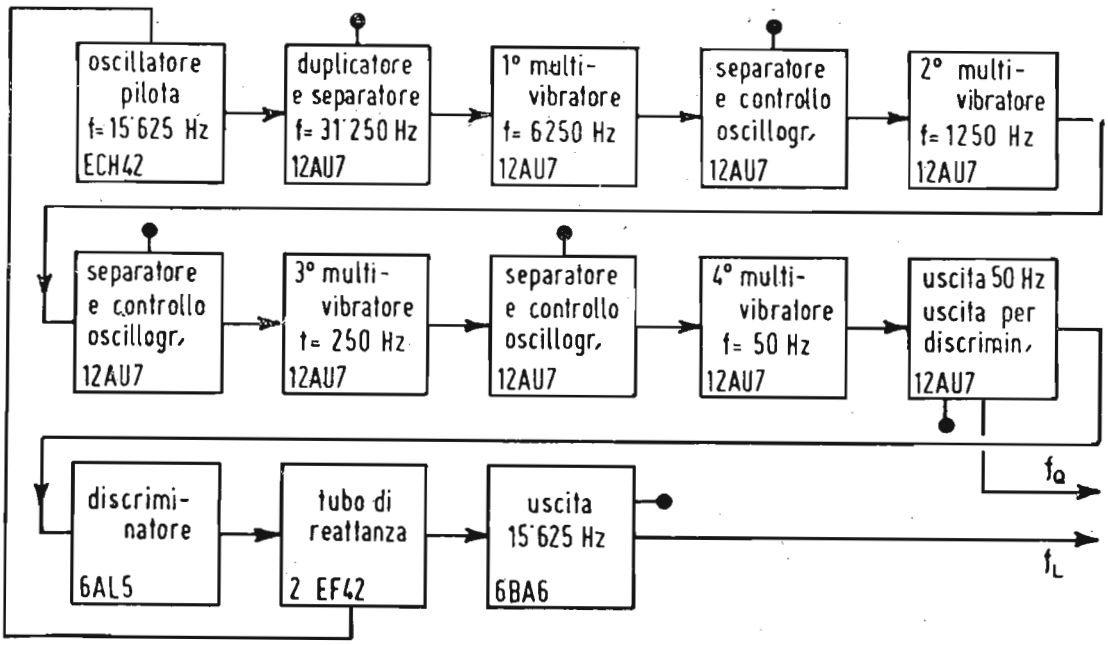


Fig. 26. — Schema d'insieme dell'unità generatrice delle frequenze madri del generatore UNDA.

Normalmente i generatori in questione forniscono la miscela degli impulsi sincronizzanti di riga e di quadro per la modulazione del trasmettitore, la miscela dei segnali di soppressione di riga e di quadro sempre per lo stesso scopo, gli impulsi sincronizzanti di riga e di quadro, separati, per la sincronizzazione dei dispositivi di deviazione nella telecamera da presa nonchè la miscela dei segnali di soppressione di riga e di quadro per l'estinzione del raggio nel tubo analizzatore durante i ritorni di riga e di quadro.

Esaminiamo sommariamente un tipo di generatore di segnali sincronizzanti realizzato dalla Società Unda per lo studio ed il collaudo dei ricevitori TV (fig. 24). Tale generatore fornisce la sequenza completa dei segnali di riga e di quadro secondo lo standard italiano, con segnale di sincronizzazione di quadro basato su tre gruppi di 5 segnali ciascuno (pag. 17 della dispensa 4ª). L'apparato consta di tre unità secondo la fig. 25.

La fig. 26 illustra lo schema d'insieme dell'unità generatrice delle frequenze madri. Come si rileva dalla fig. 26 nell'apparato è impiegato il tipo di circuito a multivibratore. Da un oscillatore pilota alla frequenza di riga si ottiene per duplicazione la frequenza, di 31 250 Hz, dalla quale mediante successive demoltiplicazioni di frequenza impieganti il circuito accennato, si deriva la frequenza di quadro a 50 Hz.

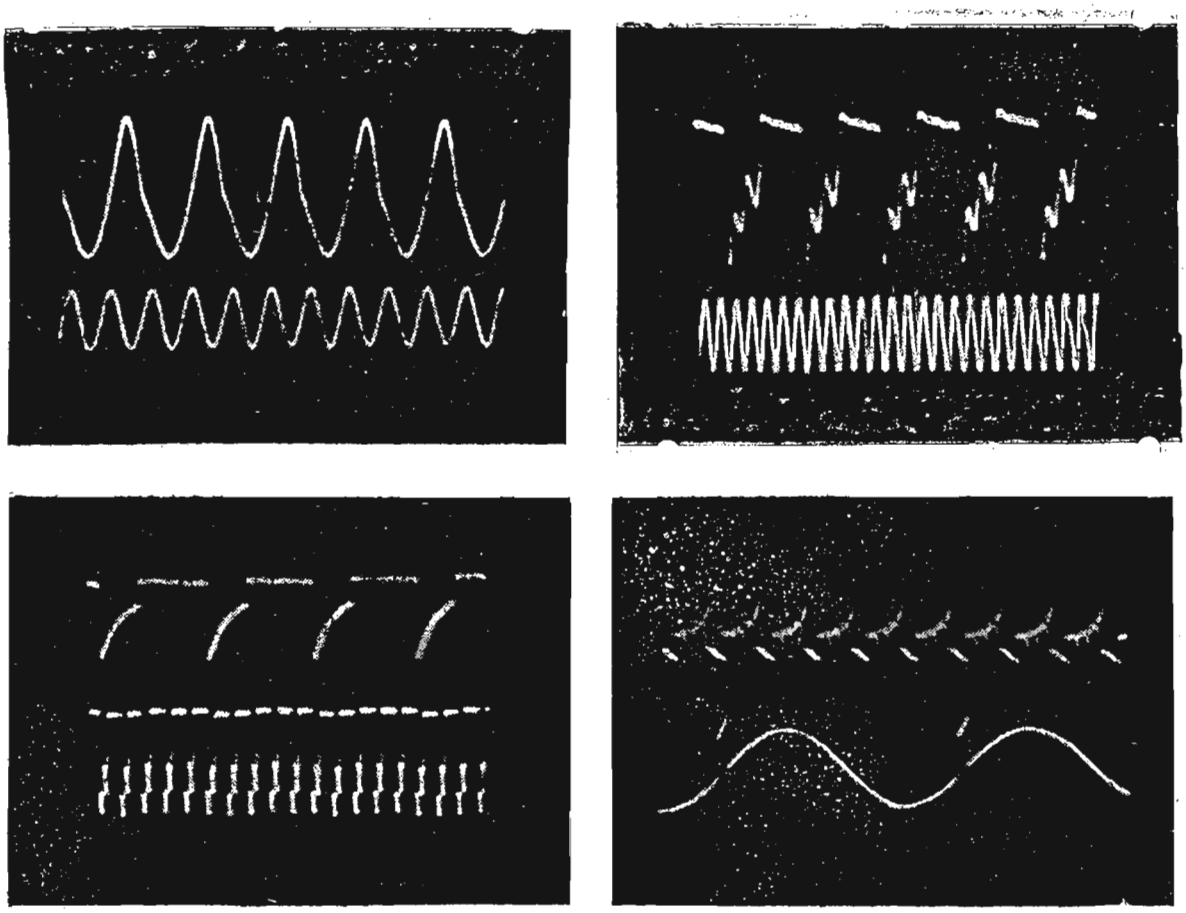


Fig. 27, 28, 29, 30. — Forme d'onda di demoltiplicazione del generatore UNDA (fotografie Laboratori Unda Radio).

Dal paragone delle due tensioni a 50 Hz — quella ad impulso e sinusoide di rete — viene ricavata una tensione continua correttrice della frequenza dell'oscillatore pilota in maniera da ottenere stabilmente il sincronismo fra i 50 Hz generati localmente ed i 50 Hz della rete di alimentazione.

Quest'ultimo vincolo che oggi non è più richiesto per i ricevitori TV (ricevitori asincroni) è invece estremamente utile nella catena degli apparati trasmittenti dalla camera da presa al radiotrasmettitore.

LA MISCELA DEGLI IMPULSI SINCRONIZZANTI CON IL SEGNALE VIDEO E I SEGNALI DI SOPPRESSIONE.

Come si è detto in precedenza, è necessario modulare il trasmettitore video simutaneamente con il segnale video, i segnali di soppressione e gli impulsi sincronizzanti. Ne deriva la necessità di procedere alla miscelazione degli stessi in maniera da ottenere un'unica funzione modulante che includa i segnali citati nella successione e fase voluti e con i sensi e le ampiezze occorrenti per ottenere l'inviluppo a radiofrequenza richiesto dalle norme di trasmissione.

Si fa cenno dapprima alla miscelazione del segnale video con quelli di soppressione.

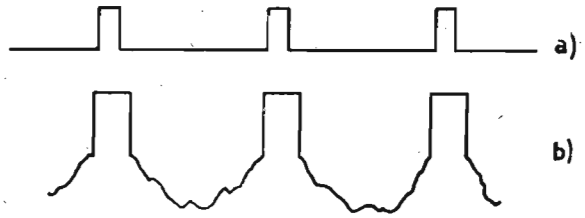


Fig. 31. — Relazione di fase fra impulsi sincronizzanti ed intervalli di soppressione.

Si è visto trattando degli impulsi di sincronizzazione come sia essenziale agli effetti di quest'ultima, l'esatta conservazione della forma e della fase degli impulsi stessi, onde la sincronizzazione abbia luogo sia per la riga, sia per il quadro nell'attimo necessario. Appare quindi ovvio che nella miscelazione dei segnali video con gli impulsi di sincronizzazione, i primi non abbiano alcuna influenza sui secondi, onde ottenere una perfetta sincronizzazione, non solo, ma che i secondi non interferiscano coi primi onde non alterare il contenuto dell'immagine. Scaturisce da ciò la necessità che la miscelazione degli impulsi sincronizzanti con il segnale video avvenga in maniera che l'impulso sincronizzante stesso venga inserito in un « vano » nel quale il segnale video sia completamente soppresso. Vale a dire, l'impulso sincronizzante deve sussistere in un intervallo di tempo in cui non sussista il segnale video. Sono quindi necessari determinati segnali, di forma, durata e fase appropriate da far coesistere col segnale video in maniera da conseguirne la soppressione per gli intervalli di tempo accennati. Nella fig. 31 -a, sono indicati tre impulsi sincronizzanti di riga e i due intervalli di riga compresi dagli stessi; nella stessa figura parte b) è accennato l'andamento del segnale video per le due righe citate e gli intervalli relativi alla soppressione corrispondenti agli impulsi di sincronizzazione indicati in a).

Autorizzazione del Tribunale di Milano 16 - 1 - 61 - N. 5502 del Registro
Direttore responsabile ALFONSO GIOVENE - Proprietà della Editrice Il Rostro
Distribuzione in abbonamento postale - Gruppo II
Distribuzione STE - Milano

CORSO
TEORICO - PRATICO DI
TELEVISIONE

DISPENSA

N. 8

SOMMARIO

LEZIONE XIII

Elementi di ottica elettronica — Campi elettrici e magnetici — Le leggi del percorso elettronico — La rifrazione ottica — Rifrazione elettronica attraverso una superficie piana — Rifrazione elettronica attraverso una o più superfici sferiche equipotenziali — La lente elettrostatica di apertura — Lenti cilindriche — Obiettivo ad immersione — Concentrazione del fascetto — Concentrazione magnetica del fascetto elettronico — Il proiettore elettronico.

LEZIONE XIV

Circuiti di sincronizzazione — Separazione del sincro dal video (separazione di ampiezza).

TUTTI I DIRITTI RISERVATI ALLA
EDITRICE IL ROSTRO - MILANO

TIPOGRAFIA EDIZIONI TECNICHE - MILANO - VIA BALDO DEGLI UBALDI 6

LEZIONE XIII

ELEMENTI DI OTTICA ELETTRONICA

CAMPI ELETTRICI E MAGNETICI.

Per una buona comprensione delle nozioni di ottica elettronica è necessario aver presenti le fondamentali nozioni riguardanti i campi elettrici e magnetici. Infatti il percorso dell'elettrone nell'interno dei tubi a raggi catodici in genere è regolato dalle leggi delle forze elettriche e magnetiche che agiscono su di esso. Sarà perciò opportuna una ricapitolazione delle nozioni riguardanti i campi elettrici e magnetici.

Si dice che in uno spazio esiste un campo elettrico quando in quello spazio sono sensibili od avvertibili le forze prodotte da un elettrodo cui è applicata una certa tensione positiva o negativa. Analogamente per il campo magnetico, nello spazio attorno ad un magnete.

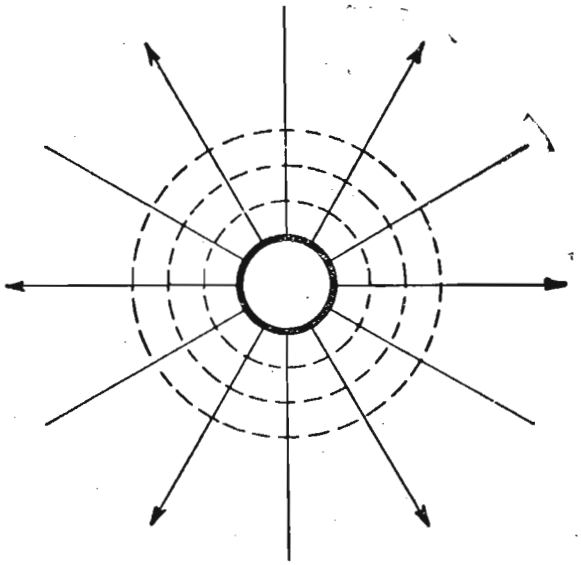


Fig. 32. — Campo elettrico intorno ad una sfera.

I campi elettrici o magnetici si rivelano a mezzo delle loro linee di forza, che genericamente si rappresentano con linee.

Ad esempio, il campo prodotto da una sfera portata ad una certa tensione sarà rappresentato da linee di forza che irradiano da essa (fig. 32). Quello esistente fra due piastre sarà

uniforme o costante nella regione interna, ma ai margini presenta una certa disuniformità (figura 33). Disuniformità nella distribuzione del campo può constatarsi anche nella fig. 34, ossia nella distribuzione del campo fra due sfere o fra due armature ed un conduttore che passa nell'interno di esse (fig. 35). In questi casi le linee di forza anzichè essere parallele sono curvate.

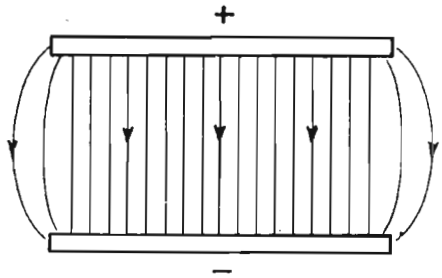


Fig. 33. — Campo elettrico fra due piastre.

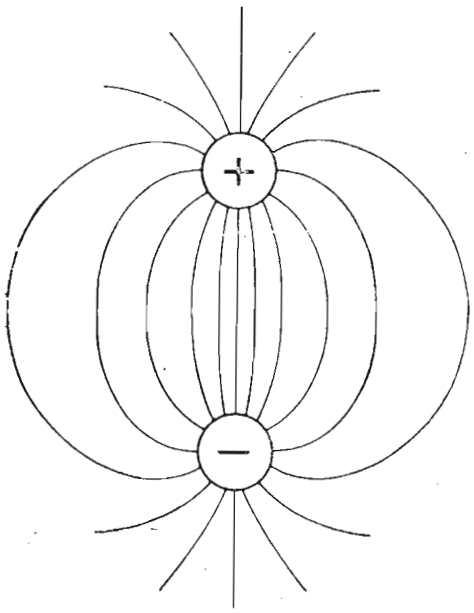


Fig. 34. — Campo elettrico fra due sfere.

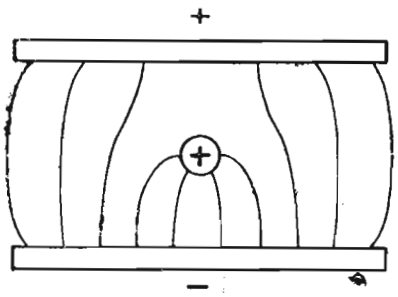


Fig. 35. — Campo elettrico fra due piastre ed un conduttore fra di esse.

L'andamento delle linee di forza si può praticamente apprezzare applicando agli elettrodi delle tensioni di decine di migliaia di Volt (ad esempio con le macchine elettrostatiche) e spolverando l'intervallo fra gli elettrodi con polvere leggera o soffiandovi del fumo. Illuminando fortemente si osserverà che la polvere si dispone secondo certi disegni che danno l'idea dell'andamento delle linee di forza. Similmente per i campi magnetici creando i ben noti spettri magnetici con la polvere di ferro.

Posto un elettrone in un campo elettrico, l'intensità del campo è rappresentata dalla forza che il campo esercita sull'elettrone.

Chiamasi potenziale il lavoro effettuato dalla forza elettrica per trasportare l'elettrone all'infinito. Se l'elettrone di carica e viene trasportato da un punto a potenziale V_1 ad uno a potenziale V_2, il lavoro della forza elettrica L sarà espresso da: $L = e(V_1 - V_2)$.

Per lo studio dell'ottica elettronica è necessaria la cono-

scenza della distribuzione delle superfici equipotenziali. Chiamansi *superfici equipotenziali quelle superfici ideali per ogni punto delle quali il potenziale è lo stesso,* cosicchè gli elettroni si possono spostare su di esso senza compiere alcun lavoro.

In ogni loro punto le linee di forza devono perciò risultare normali alla superficie e questo è necessario tener presente, per poter descrivere il loro tracciato.

Così, volendo tracciare le superfici equipotenziali fra due punti o sferette sottoposti a tensioni contrarie si tracceranno prima le linee di forza, indi, sempre normali ad esse le righe corrispondenti alle superfici equipotenziali. Queste risultano della forma ovoidale di rivoluzione intorno all'asse AB; se le tensioni sono simmetriche esisterà una superficie a potenziale « zero » secondo la retta O-O (fig. 36).

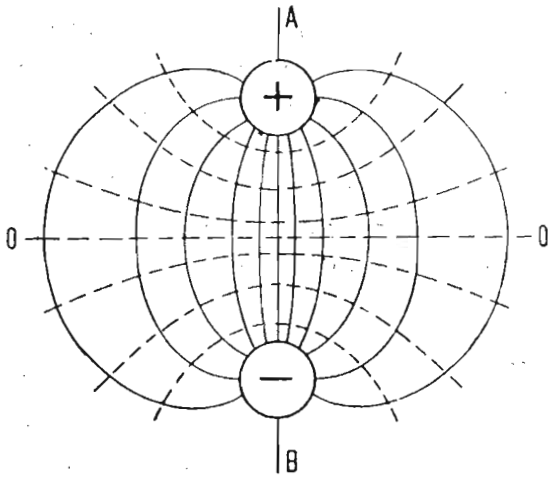


Fig. 36. — Superfici equipotenziali fra due sfere a tensione opposta.

Si possono immaginare infinite superfici equipotenziali, il cui potenziale varia gradualmente in diminuzione man mano che ci si allontana dalla sorgente. Per comodità di studio, però, si suole supporre il campo come costante nell'intervallo fra le due superfici equipotenziali.

Supposto ora un elettrone in un campo elettrico esso verrà attratto o respinto da un elettrodo a seconda che questo sarà caricato positivamente o negativamente.

L'elettrone messo in movimento essendo dotato di massa, possiede un certo grado di energia cinetica, che la meccanica ci dice essere data da:

$$\textit{energia cinetica dell'elettrone} = \tfrac{1}{2}\, m v^2$$

dove m è la massa dell'elettrone e v la sua velocità.

In base al principio della conservazione dell'energia, l'energia cinetica di cui l'elettrone deve essere dotato per vincere un dislivello elettrico deve eguagliare quello potenziale, ossia sarà:

$$\tfrac{1}{2}\, m v^2 = e V_1$$

Questa relazione permette di ricavare la seguente:

$$v = \sqrt{\frac{2\,e\,V_1}{m}}$$

che è la formula che esprime la velocità d'un elettrone in un campo elettrostatico in funzione della sua carica e della sua massa m e del potenziale acceleratore V_1.

Se invece l'elettrone si muove in un campo prodotto da due elettrodi a potenziale V_1 e V_2 si ottiene:

$$\tfrac{1}{2}\, m\, v_2^2 - \tfrac{1}{2}\, m\, v_1^2 = e\,(V_2 - V_1)$$

dalla quale si può ricavare facilmente la seguente:

$$\frac{v_2}{v_1} = \sqrt{\frac{V_2}{V_1}}$$

la quale dice che le velocità degli elettroni in un certo campo sono proporzionali alla radice quadrata dei potenziali applicati agli elettrodi. Questa legge risulta molto importante nella pratica per calcolare il movimento degli elettroni. A tale proposito diciamo che quanto sopra, vale solo per gli elettroni che si muovono nel vuoto, poichè non è concepibile un elettrone che si muove nell'aria a causa delle sue frequenti collisioni che verrebbe ad avere con gli ioni e le altre particelle.

LE LEGGI DEL PERCORSO ELETTRONICO.

Lo studio dei percorsi elettronici in ampolle a vuoto e dotate di elettrodi o magneti per la creazione di campi ha dimostrato che essi seguono le stesse leggi dell'ottica. Il cammino percorso da un elettrone è in tutto paragonabile a quello d'un raggio di luce. Anch'esso si propaga in linea retta, devia se incontra un campo elettrico o magnetico analogamente a quanto succede per un raggio di luce se entra in un mezzo di diverso indice di rifrazione ed inoltre un fascetto di raggi catodici si può far convergere in un punto.

Questa constatazione, confermando le ipotesi e teorie nella intima natura dei fenomeni elettronici, ha permesso di realizzare ulteriori progressi nel campo dei tubi elettronici.

Specialmente ne avvantaggiava la costruzione dei tubi oscillografici che tanto impiego hanno avuto negli ultimi anni. L'ottica elettronica si può perciò definire come la scienza che studia il percorso o traiettoria d'un raggio elettronico quando si trova in presenza di campi elettrici o magnetici.

Lo studio dell'ottica elettronica è però molto più comples-

so di quello che si riferisce alla luce. Praticamente per convergere o divergere un raggio luminoso è sufficiente studiare le lenti e per questo studio sono sufficienti poche leggi geometriche relative ai raggi di curvatura delle stesse, oltrechè la conoscenza dell'indice di rifrazione del mezzo (vetro) facilmente determinabile con i rifrattometri.

Nell'ottica elettronica, ossia nello studio delle lenti elettriche, grandi difficoltà esistono nel determinare la configurazione dei dispositivi che devono generare i campi elettromagnetici.

Detti dispositivi, come è noto, sono elettrodi a forma di placche, dischi o cilindri che formano le lenti elettrostatiche, o magneti permanenti od induttori che formano le lenti magnetiche.

La difficoltà pratica esiste nel calcolare la forma o sagomatura di tali placche o induttori in maniera da ottenere un determinato percorso elettronico.

L'ottica elettronica si propone anche inversamente: data una certa configurazione di elettrodi od induttori determinare il percorso elettronico.

Mentre in ottica la determinazione dell'indice di rifrazione d'una certa qualità di vetro viene effettuata con facilità anche utilizzando un solo prisma, nell'ottica elettronica, ciò non è possibile, poichè, anzitutto l'intensità dei campi elettrici o magnetici, o non è costante, o è funzione del potenziale applicato agli elettrodi o della corrente che passa negli induttori.

La trattazione dei campi elettrici e magnetici e la sua applicazione pratica per quanto concerne la determinazione delle superfici equipotenziali, che costituiscono le vere e proprie lenti, è quanto mai complessa ed esige una buona conoscenza della matematica superiore. In ausilio si ricorre frequentemente ai metodi sperimentali (spettri magnetici, bagni elettrolitici) per la determinazione della loro configurazione.

LA RIFRAZIONE OTTICA.

In ottica elettronica si possono ripetere le esperienze dell'ottica geometrica, della riflessione e della rifrazione. Particolare importanza ha la rifrazione poichè è su questo fenomeno che si basa la concentrazione degli elettroni in un punto dello schermo di un tubo catodico.

Ricordiamo brevemente il fenomeno della rifrazione in ottica.

a) Se un raggio di luce incontra perpendicolarmente una lastra trasparente, di vetro per esempio, il raggio prosegue direttamente il suo cammino.

b) Se il raggio incidente incontra la superficie sotto un angolo i, al momento del passaggio esso ne risulta deviato; precisamente esso si avvicinerà alla normale N se l'indice di rifrazione della lastra è maggiore dell'aria, come nei corpi solidi o liquidi o si allontanerà nel caso inverso, ossia se uscirà dalla lastra (fig. 37).

La rifrazione della luce è basata sulla seguente legge:

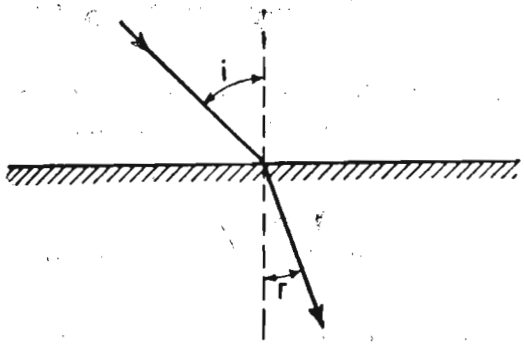


Fig. 37. — La rifrazione nell'ottica luminosa.

$$n \; sen \; r = sen \; i$$

in cui n è l'indice di rifrazione del vetro, che per l'aria ed il vuoto è uguale ad 1, e i ed r sono gli angoli di incidenza e di rifrazione; ne risulta perciò:

$$n = \frac{sen \; i}{sen \; r}$$

E' interessante osservare come entrando un raggio luminoso in un mezzo più denso dell'aria, la velocità risulta diminuita del rapporto $1/n$; inversamente si può dire $n = v_1/v_2$ e conseguentemente può dirsi anche della lunghezza d'onda.

Questo fenomeno che è valido anche per le onde elettromagnetiche è facilmente dimostrabile con l'esperienza dei fili di Leker immersi in un mezzo isolante liquido.

RIFRAZIONE ELETTRONICA ATTRAVERSO UNA SUPERFICIE PIANA.

Analogamente a quanto sopra si può ripetere nel campo elettronico. Quando un elettrone dotato di velocità v_1 passa attraverso una superficie equipotenziale, se l'angolo d'incidenza

è zero, l'elettrone non varia la sua direzione, ma solo la velocità verrà ad essere cambiata. Se l'angolo d'incidenza non è zero, ma ad es. i (fig. 38), l'elettrone si troverà sottoposto ad una nuova forza normale alla superficie equipotenziale che farà deviare il suo cammino cosicchè esso uscirà con un angolo r minore di i.

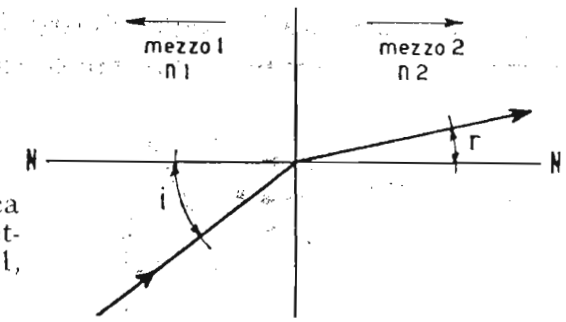


Fig. 38. — La rifrazione nell'ottica elettronica. Il passaggio di un elettrone da un mezzo $M1$ di indice $n1$, ad un mezzo $M2$ di indice $n2$.

In generale se un elettrone passa da un mezzo 1 di indice di rifrazione n_1 ad un mezzo 2 di indice di rifrazione n_2, sarà soggetto alle relazioni seguenti:

$$\frac{n_2}{n_1} = \frac{v_2}{v_1} = \frac{sen\ i}{sen\ r}$$

L'entità dello spostamento subìto può essere quindi determinata con il rapporto fra il seno dei due angoli, analogamente a quanto visto in ottica, ossia:

$$n = \frac{sen\ i}{sen\ r}$$

Detto rapporto può essere pure espresso in funzione della velocità degli elettroni v_1 e v_2, ottenendo:

$$\frac{sen\ i}{sen\ r} = \frac{v_2}{v_1}$$

In pratica poichè la velocità dell'elettrone è funzione della tensione acceleratrice, ricordando l'espressione considerata sopra, si può arrivare alla seguente:

$$n = \frac{sen\ i}{sen\ r} = \frac{v_2}{v_1} = \sqrt{\frac{V_2}{V_1}}$$

che definisce l'indice di rifrazione come la radice quadrata del rapporto fra i potenziali applicati agli elettrodi.

RIFRAZIONE ELETTRONICA ATTRAVERSO UNA O PIU' SUPERFICI SFERICHE EQUIPOTENZIALI.

Il fenomeno della rifrazione elettronica trova frequenti applicazioni nei tubi a raggi catodici per la concentrazione del fascetto elettronico. Viene così sfruttato l'effetto convergente introdotto nella rifrazione attraverso successive superfici sferiche equipotenziali. Nelle figure precedenti si è visto che per creare tali superfici non sono indispensabili degli elettrodi a

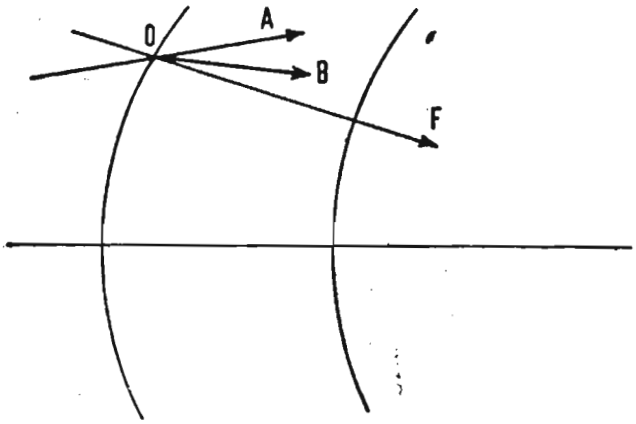


Fig. 39. — Incidenza della traiettoria di un elettrone verso la convessità di una superficie equipotenziale.

forma curvata; anche fra lastre piane si possono riscontrare superfici sferiche; ad es. vedasi quelle dovute all'effetto marginale di due armature piane.

Se un elettrone incontra nel suo moto una superficie sferica equipotenziale nel senso normale, ossia nello stesso senso delle linee di forza, esso non verrà deviato dalla sua direzione ma verrà assoggettato ad una nuova accelerazione, che lo farà accelerare o rallentare a seconda della direzione delle linee di forza.

Se l'elettrone entra nella superficie equipotenziale secondo la direzione *OA* (fig. 39), esso per effetto della linea di forza *OF*, verrà deviato spostandosi verso il basso; contemporaneamente si ha un aumento della velocità.

E' interessante notare che qui l'effetto è di concentrazione, che si ha quando il cammino dell'elettrone viene spostato verso l'asse e quando la concavità delle superfici equipotenziali è rivolta verso destra.

Un effetto divergente invece si ottiene quando la concavità delle superfici è rivolta verso sinistra. In questo caso l'elettrone che entra con la direzione *OA* (fig. 40), viene spostato sulla direzione *OB* per effetto della linea di forza *OF*.

Se per la presenza di più superfici equipotenziali con la concavità rivolta verso sinistra, l'effetto divergente si ripete, si può anche arrivare alla riflessione dell'elettrone ossia al ripiegamento del cammino in direzione opposta.

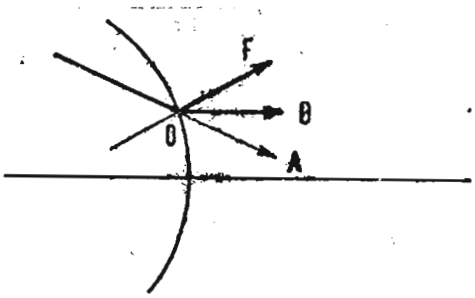


Fig. 40. — Incidenza della traiettoria di un elettrone verso la concavità di una superficie equipotenziale.

Da quanto sopra si comprende come, essendo possibile a mezzo di un campo elettrico far divergere un raggio elettronico, sia possibile anche costruire delle vere e proprie lenti elettroniche. Queste risulteranno indispensabili per la formazione e la concentrazione del fascetto elettronico, nei tubi oscillografici a raggi catodici. Dato che oltre al campo elettrico anche quello magnetico esercita un'azione sull'elettrone, le lenti elettriche saranno di due tipi: lenti elettrostatiche e lenti magnetiche.

LA LENTE ELETTROSTATICA D'APERTURA.

Il tipo più semplice di lente elettrostatica è la lente d'apertura. Essa consiste (fig. 41) in un disco metallico forato al centro ed interposto fra due elettrodi piani, fra i quali è applicata una tensione diversa; il disco centrale separa dunque due forze a campo costante. La distribuzione relativa dei potenziali ai tre elettrodi, può avvenire in diverse maniere ed uno dei due elettrodi (ad esempio quello di sinistra) può essere a potenziale zero; anzi potrebbe anche non esistere.

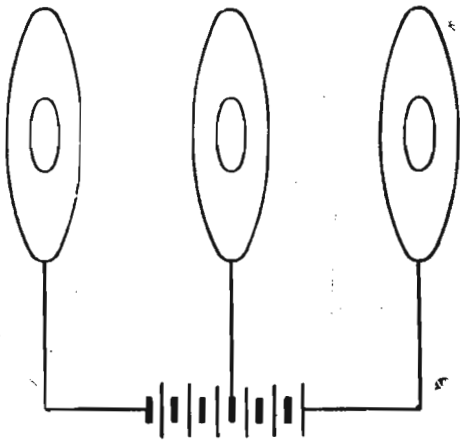


Fig. 41. — Lente elettrostatica di apertura.

In fondo, anche un solo disco forato isolato nello spazio e caricato, costituisce una lente (fig. 42) poichè nelle adiacenze del foro si genera una discontinuità nella distribuzione delle

linee di forza e perciò delle superfici equipotenziali. Però supposto che attraverso il foro passi un fascetto elettronico la convergenza che subisce all'entrata è compensata dalla divergenza all'uscita, in modo che l'effetto risultante sarebbe nullo. Affinchè la lente si comporti come tale è necessario che essa sia seguita da almeno un disco (forato se si vuol far proseguire gli elettroni).

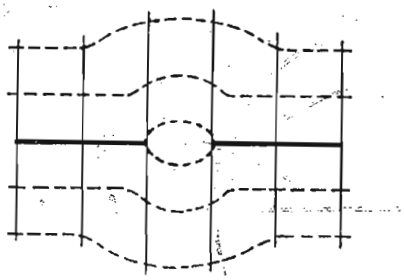


Fig. 42. — L'espressione più semplice di una lente elettrostatica d'apertura.

Per effetto delle diversità dei raggi di curvatura all'ingresso e all'uscita l'effetto convergente supera qui il divergente ed il sistema è analogo ad uno di lenti (sistema diottrico convergente divergente) in cui il potere convergente supera quello divergente (fig. 43).

Il sistema può essere anche rovesciato dando a V_2 una tensione negativa rispetto a V_1. In tal caso la distribuzione delle superfici equipotenziali sarà rovesciato a quella in fig. 43, ed il sistema diverrà divergente.

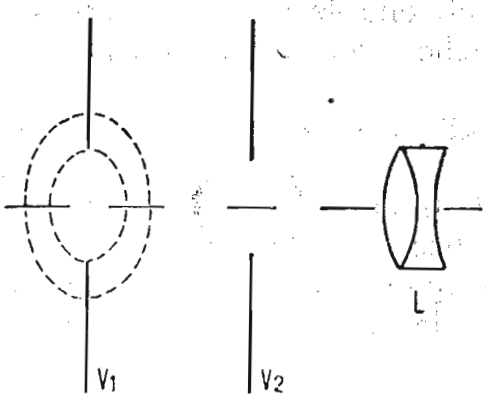


Fig. 43. — Effetto convergente in una lente elettrostatica e sua analogia ottica.

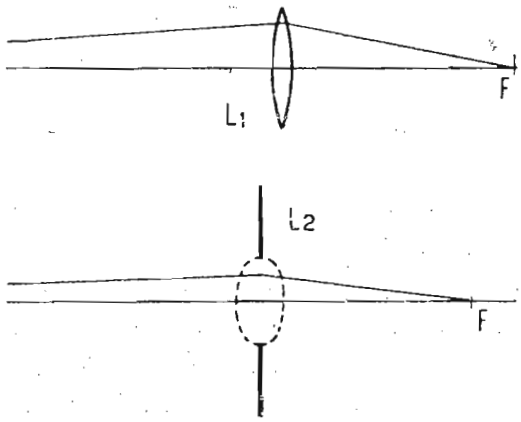


Fig. 44. — Focalizzazione mediante un sistema convergente elettrostatico e sua analogia ottica.

In pratica sarà necessario disporre a destra un altro elettrodo positivo, altrimenti gli elettroni non potrebbero passare attraverso un disco di carica negativa, se non attratti da un altro con polarizzazione positiva.

Analogamente a quanto si fa in ottica, è possibile determinare la distanza focale, ossia la distanza del punto d'incontro

dei diversi percorsi elettronici (fig. 44). Il calcolo qui è piuttosto complesso, ma si può dimostrare sia teoricamente che praticamente che:

a) le distanze focali diminuiscono quando si avvicinano i due elettrodi; ciò perchè aumentando l'intensità del campo aumenta la curvatura.

b) la distanza focale del sistema diminuisce al crescere di V_2/V_1.

c) la distanza focale cresce aumentando il diametro del foro.

LENTI CILINDRICHE.

Un altro tipo di lente elettronica è quella cilindrica, costituita da due cilindri coassiali affacciati, di diametro diverso o anche uguale (fig. 45).

In genere la tensione V_2 è maggiore di V_1; ne nasce una distribuzione delle linee equipotenziali tali che la lente si comporta come convergente. Notare la disposizione delle linee equipotenziali: esse sono fortemente curvate nelle adiacenze della linea neutra *O-O*, meno o affatto curvate nelle regioni lontane.

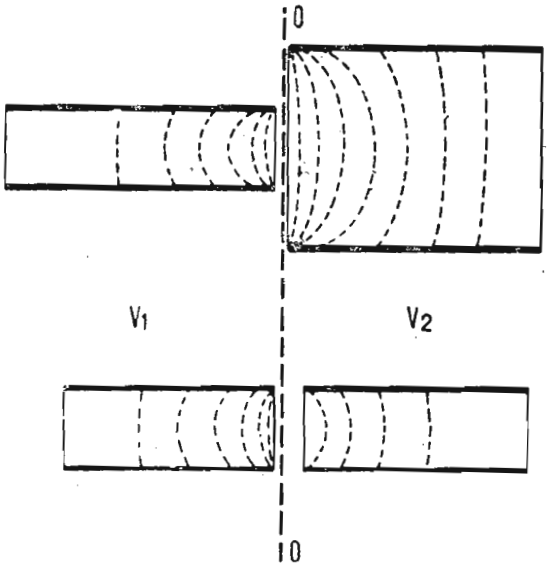


Fig. 45. — Lenti elettrostatiche cilindriche.

Siamo di fronte ad un sistema diottrico in cui l'indice di rifrazione varia da punto a punto ed anche qui troviamo delle difficoltà nel calcolo delle distanze dei punti focali, difficoltà che non esistono nel caso d'una lente d'ottica nella quale il valore dell'indice di rifrazione si mantiene costante.

Per far variare le distanze focali si possono variare sia le dimensioni geometriche dei due cilindri e specialmente i loro diametri, sia i potenziali applicati.

Precisamente al crescere di d_2/d_1, cioè del rapporto fra i diametri, diminuisce la curvatura delle superfici equipotenziali e quindi l'azione convergente risulta inferiore. Così pure dicasi

se si aumenta la distanza fra i due cilindri; in questo caso diminuiscono i raggi di curvatura delle superfici equipotenziali e perciò la loro convergenza.

Per quanto concerne il rapporto V_2/V_1 è intuibile che se detto rapporto è 1 (cioè tensioni uguali), la distribuzione delle linee di forza è uniforme e non esiste curvatura delle superfici equipotenziali. Se detto rapporto aumenta, il sistema si comporta come concentratore se V_2 è maggiore di V_1; aumentando V_2/V_1 aumenta la convergenza del sistema e diminuiscono le distanze focali.

OBBIETTIVO AD IMMERSIONE.

Si è già detto che lo scopo delle lenti elettroniche nei tubi catodici riceventi, è quello di concentrare il fascetto in un punto che si chiama fuoco. In quel punto si forma l'immagine del catodo. Allo scopo di raccogliere e concentrare gli elettroni, è vantaggioso circondare il catodo con un cilindro, nel centro della cui base si è praticato un piccolo foro da cui escono gli elettroni (fig. 46). Il sistema chiamasi obbiettivo ad immersione. Il catodo trovasi nel mezzo di una lente elettronica la cui distribuzione delle linee di forza e conseguentemente delle superfici equipotenziali, varia a secondo che la tensione applicata all'elettrodo è positiva, negativa o zero rispetto al catodo. Normalmente la tensione applicata è negativa per evitare che gli elettroni vadano a finire, ovverossia a chiudersi, su detto elettrodo che in pratica viene anche denominato « griglia » o « di controllo ».

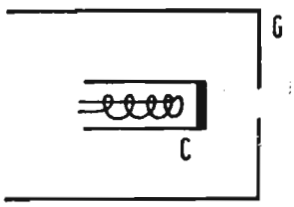


Fig. 46. — Obbiettivo elettrostatico ad immersione.

Si deve osservare inoltre che allo scopo di far uscire il fascetto elettronico dall'obbiettivo è necessaria la presenza di un altro elettrodo sotto forma di lente d'apertura. Tanto più che per ottenere un effetto fortemente convergente è necessario che la griglia, come si è detto, sia negativa.

CONCENTRAZIONE DEL FASCETTO.

La rappresentazione di come avviene la concentrazione è rappresentata in fig. 47.

L'effetto di repulsione della griglia sugli elettroni fa sì che

le superfici equipotenziali assumano l'andamento con la concavità rivolta verso destra ossia convergente. La porzione attiva del catodo è ridotta alla parte prospicente il foro, poichè nelle altre zone il campo negativo impedisce l'emissione elettronica.

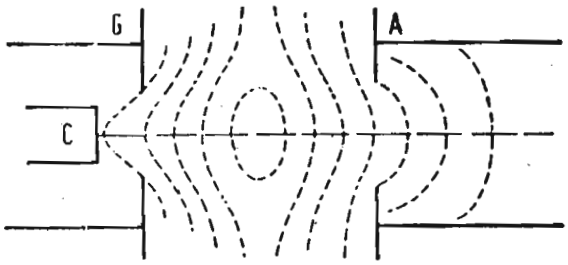


Fig. 47. — Sistema elettrostatico per la proiezione e concentrazione di un pennello elettronico.

Gli elettroni sono deviati dalla griglia in modo non perfettamente uniforme a causa dell'estensione del catodo. Esisteranno delle zone più o meno assoggettate all'azione di essa. Così, dato che anche l'azione d'attrazione dell'anodo sarà diversa, il punto d'incontro degli elettroni non sarà unico, ma distribuito in una

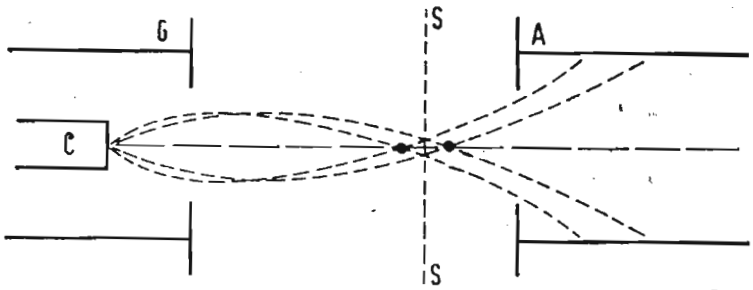


Fig. 48. — Traiettorie elettroniche nel sistema di fig. 47 - *S-S* zona d'incrocio.

certa zona, dando luogo ad un'aberrazione cromatica analoga a quella che si riscontra in ottica (fig. 48).

Siccome interessa che la zona d'incrocio sia la più ristretta possibile, poichè questa determina l'immagine del catodo che sarà riportata sullo schermo, è necessario che essa risulti puntiforme.

Un primo sistema per ottenere ciò è quello di ridurre la superficie emittente del catodo.

La posizione della zona d'incrocio *S-S* (fig. 48) può essere fatta spostare longitudinalmente a volontà, variando la tensione di griglia. Quanto più la griglia è negativa, tanto maggiore risulta la curvatura delle superfici equipotenziali nella zona compresa fra catodo e griglia e l'effetto risultante è quello di spostare il punto d'incrocio verso il catodo. Rendendo la gri-

glia meno negativa, la curvatura delle superfici equipotenziali diminuirà pure contemporaneamente la sua azione convergente; la sezione d'incrocio si allontanerà dal catodo ed il fascio emergente sarà meno aperto.

CONCENTRAZIONE MAGNETICA DEL FASCETTO ELETTRONICO.

Nei tubi catodici riceventi la concentrazione del fascetto elettronico è usualmente ottenuta anzichè con lenti elettrostatiche, con una lente magnetica.

Che un campo magnetico eserciti una certa influenza sul percorso d'un fascetto elettronico nel senso di mutarne la direzione di propagazione è ben noto. Infatti dagli elementi dell'elettrotecnica sappiamo che se un conduttore, immerso in un campo magnetico, è percorso da corrente, è sottoposto ad una forza che lo fa spostare in un senso normale ai due vettori campo e corrente.

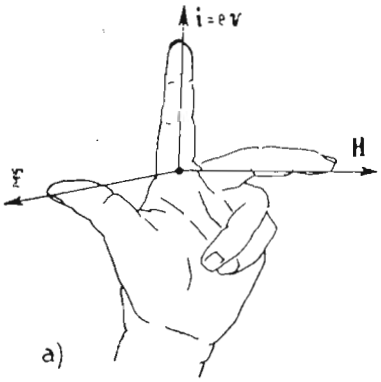


Fig. 49. — 1ª regola della mano sinistra.

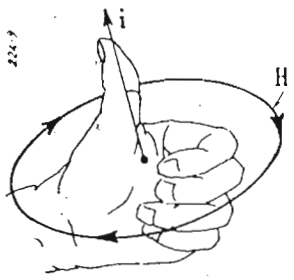


Fig. 50. — 2ª regola della mano sinistra.

Precisamente la forza di spostamento F, il campo H, la corrente I, formano un triedo e lo spostamento, ricorrendo alla legge della mano sinistra, è rappresentato dalla direzione assunta dal pollice (fig. 49).

Si rammenti che nell'elettrotecnica con I si intende corrente positiva; trattandosi di corrente elettronica nel nostro caso dovremo sostituire la regola della mano sinistra con la destra.

Perchè il raggio possa seguire uno spostamento è necessario che I sia normale alla direzione del campo o che faccia un certo angolo in modo che si possa prendere in considerazione almeno una componente di I normale ad H.

Supposto un magnete a forma circolare, il campo H sarà idealmente rappresentato da un fascio di linee di forza in direzione assiale e la forza esercitata sugli elettroni sarà nulla su quelli che si muovono nella direzione del campo, ossia quegli elettroni che si propagano lungo l'asse centrale e perpendicolare al piano del disegno, mentre sarà diversa da zero per gli elettroni la cui velocità (o componente) è perpendicolare alla direzione del campo H.

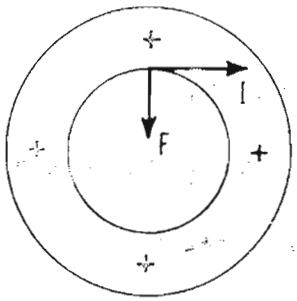


Fig. 51. — Vista del magnete nel senso frontale. Traiettoria circolare di un elettrone.

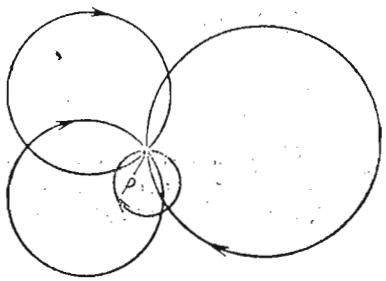


Fig. 52. — Traiettoria di quattro elettroni di diversa velocità in un campo omogeneo.

Gli elettroni di direzione non coincidenti con l'asse sono la gran maggioranza perchè essi entrano nel campo magnetico sotto traiettorie divergenti.

Per maggior chiarezza osserviamo il magnete nel senso frontale anzichè in sezione (fig. 51); mentre le crocette stanno ad indicare la direzione del campo che è rivolto normalmente al piano del disegno, è visibile la direzione della forza F che imprime lo spostamento I.

Poichè in ogni istante la forza che agisce sull'elettrone è perpendicolare alla direzione del moto, la traiettoria che descriverà l'elettrone sarà circolare (vedi fig. 50).

Questo è un punto fondamentale nello studio della concentrazione magnetica.

Se da un punto P (vedi fig. 52) partono contemporaneamente diversi elettroni essi percorreranno traiettorie circolari aventi raggi diversi a secondo della velocità, indi ritorneranno nuovamente al punto di partenza P.

Da elementari considerazioni fisiche è possibile stabilire la relazione che esiste fra la velocità dell'elettrone v, il raggio della traiettoria circolare r ed e, m rispettivamente la carica e la massa dell'elettrone.

A tale scopo come nello studio del moto circolare si eguaglia l'espressione della forza centripeta di cui è dotato l'elet-

trone con la forza centrifuga. Effettuando i diversi passaggi si arriva alla determinazione del raggio della traiettoria circolare:

$$r = \frac{m\,v}{e\,H}$$

da cui si vede che il raggio della traiettoria dell'elettrone è funzione oltre che della carica e della massa dell'elettrone, anche della sua velocità e della intensità del campo magnetico nel quale si sposta.

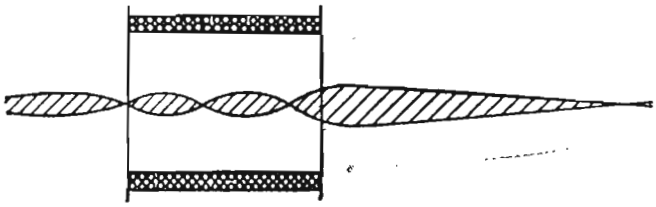


Fig. 53. — Concentrazioni magnetiche plurime nell'interno di un magnete. Traiettorie a spirale.

Precisamente il raggio della traiettoria sarà tanto maggiore quanto maggiore è la velocità dell'elettrone e minore l'intensità del campo magnetico.

Consideriamo ora un elettrone il quale oltre che subire il campo magnetico sia anche sotto l'influenza di un campo elet-

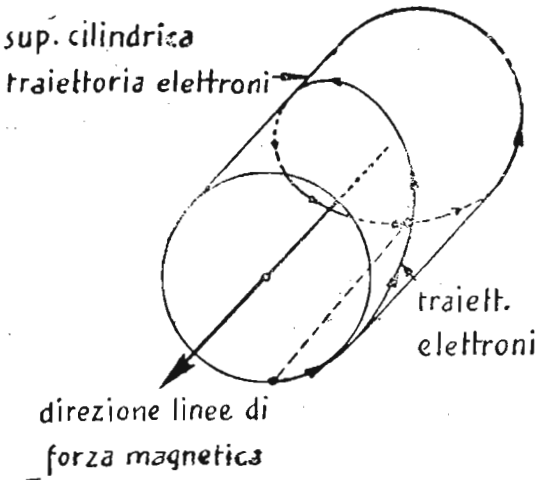


Fig. 54. — Traiettoria di un singolo elettrone in un campo magnetico.

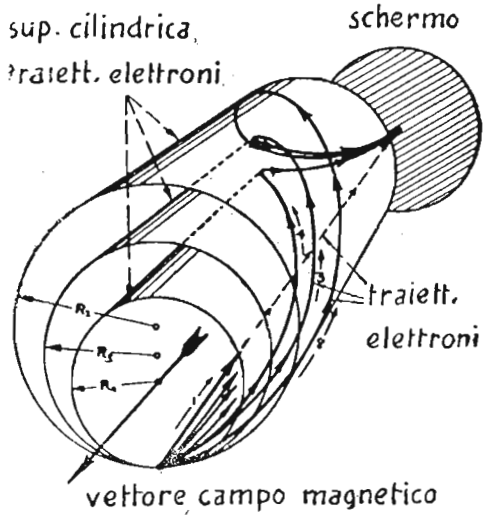


Fig. 55. — Traiettoria degli elettroni in un pennello catodico.

trico, ossia che l'elettrone che attraversa il magnete sia dotato di una certa velocità di traslazione impressa da parte di un anodo.

Tornando alla rappresentazione del magnete in sezione (fig. 53), e supposto un elettrone lanciato attraverso il campo

magnetico esso effettuerà un percorso elicoidale (fig. 54). Se l'intensità del campo magnetico e la velocità di traslazione longitudinale sono opportunamente regolate si può fare in modo che uno schermo fluorescente raccolga l'immagine del catodo (fig. 55).

Come si vede questo principio su cui si basa la concentra-

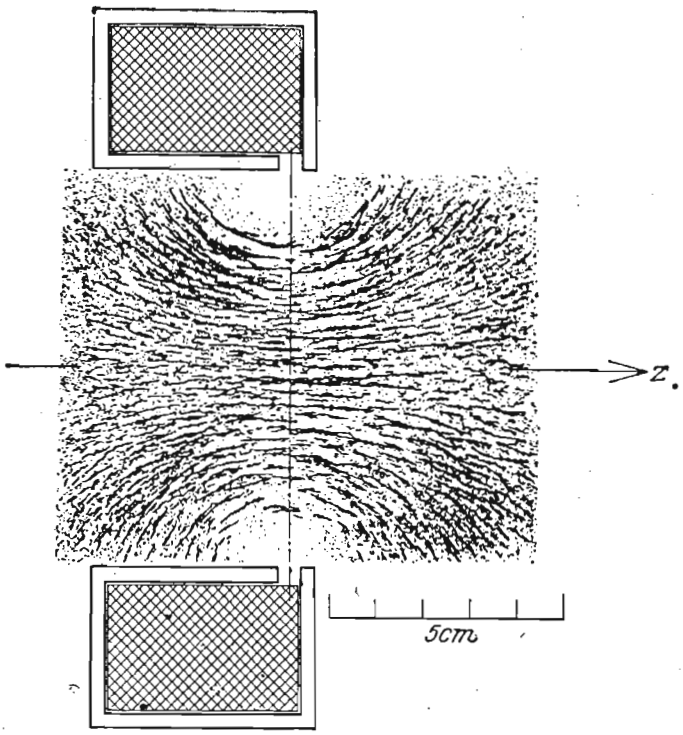


Fig. 56. — Elettromagnete schermato per ridurre la porzione attiva del campo. Lente magnetica corta.

zione dello « spot » a mezzo di un campo magnetico è alquanto diverso da quello ottenuto col sistema elettrostatico.

Le lenti magnetiche si distinguono in lunghe e corte. Si

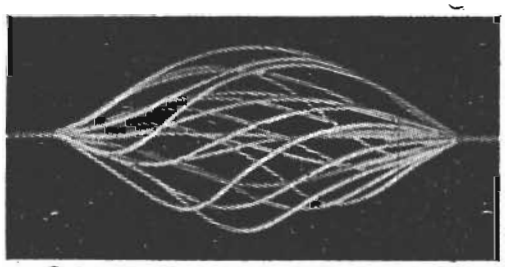


Fig. 57. — Modello del percorso elettronico in un campo.

chiamano lunghe quelle che creano un campo magnetico H uniforme con simmetria assiale che occupa tutto il percorso elettronico dal catodo allo schermo. Sono corte invece quelle che

occupano una zona di lunghezza trascurabile rispetto alla distanza catodo schermo.

Nella tecnica dei tubi elettronici vengono impiegati ambedue i tipi; nei tubi catodici riceventi vengono però, usate prevalentemente quelle corte.

Per limitare il campo magnetico ad un breve intervallo, le bobine vengono avvolte in uno schermo metallico di ferro dolce il quale presenta un traferro di larghezza normalmente inferiore ad un cm (vedi fig. 56).

Riassumendo si può dire che un fascetto elettronico che passa attraverso detto campo magnetico per l'azione mutua fra gli elettroni tenderebbe ad aprirsi, essendo invece sottoposto alla forza prodotta del campo ciascun elettrone componente il fascetto è obbligato a descrivere una traiettoria elicoidale.

Nei punti dove le traiettorie si incontrano è possibile raccogliere l'immagine del fascetto sullo schermo.

La fig. 57 mostra un modello del percorso elettronico a spirale di alcuni elettroni sottoposti all'azione concentratrice della lente magnetica. Le lenti magnetiche sono in pratica costituite anche da magneti permanenti di forma circolare.

Il traferro è variabile a mezzo di uno shunt magnetico che fa variare la distribuzione delle linee di forza e perciò la messa a fuoco dello « spot » sullo schermo.

IL PROIETTORE ELETTRONICO.

Così chiamasi (electron gun) il complesso formato da diversi elementi che generano il pennello elettronico.

Come è noto il fascetto elettronico nasce con l'emissione catodica da parte del catodo: questo è normalmente circondato dall'elettrodo concentratore che viene denominato anche griglia.

Seguono gli elettrodi acceleratori e concentratori. La fig. 32 nella lezione IV della Dispensa 2ª mostra un tipo di proiettore a concentrazione elettrostatica.

Subito dopo la griglia è visibile la cosiddetta sezione di incrocio; in genere alla griglia viene applicata una tensione negativa di una decina di volt; all'anodo A_1, 200÷300 volt, all'anodo A_2, 10.000÷17.000 volt.

Uno dei requisiti più importanti del proiettore elettronico è quello di presentare un punto di convergenza sullo schermo il più ridotto possibile. Il sistema di lente che costituisce il

proiettore varia secondo dei tipi, ma è sempre costituito da due lenti: l'obbiettivo ad immersione e la lente principale.

Come già visto, l'obbiettivo ad immersione ha il compito di trasformare il fascio elettronico, che tendenzialmente sarebbe divergente, in un fascio convergente nella sezione d'incrocio dove gli elettroni possiedano velocità all'incirca uguale.

L'obbiettivo ad immersione è costituito dal catodo, dalla griglia polarizzata negativamente, da un anodo a potenziale positivo.

La griglia, chiamata anche elettrodo modulatore, possedendo una tensione negativa ha l'effetto di ridurre la porzione attiva del catodo ad un punto di piccole dimensioni e di rendere meno intensa la corrente del fascetto elettronico e in definitiva l'intensità del punto luminoso sullo schermo.

Per la tensione d'interdizione, la luminosità dello « spot » sarà « zero », mentre per una tensione negativa leggermente inferiore allo zero, la luminosità sarà massima. E' utile ricordare che la tensione di griglia non deve mai divenire positiva per impedire che lo schermo venga danneggiato.

Da quanto è stato precedentemente esposto si comprende come si verifichi la modulazione di uno « spot » da parte di una tensione variabile proveniente da un amplificatore a video frequenza e come avvenga la concentrazione.

Anche nei proiettori elettronici a focalizzazione magnetica vengono impiegati uno o due anodi acceleratori.

L'anodo secondo è normalmente costituito dal rivestimento in grafite nell'interno del tubo catodico.

La concentrazione viene effettuata a mezzo di una lente magnetica circolare; regolando la corrente oppure il traferro si varia l'intensità del campo e perciò la messa a fuoco.

Uno dei vantaggi della concentrazione magnetica è quello di ottenere uno « spot » più piccolo rispetto a quello elettrostatico, oltre che quello di rendere la costruzione del tubo più semplice e perciò più economica.

Le nozioni di ottica elettronica impartite nella presente lezione, integrate dalle nozioni sulla formazione del pennello elettronico impartite nella lezione IV della dispensa 2ª, saranno poi ulteriormente accresciute in seguito, trattando della deviazione elettrostatica ed elettromagnetica del pennello elettronico, nello studio dei sistemi deflettori.

LEZIONE XIV

CIRCUITI DI SINCRONIZZAZIONE.

Generalità

Colla denominazione « complesso di sintesi » si intende quella parte del ricevitore televisivo di tipo convenzionale comprendente tutti gli stadi e circuiti successivi alla rivelazione e all'alimentazione del segnale video, fino al sistema deviatore ortogonale del raggio catodico (2 coppie di bobine nel caso di deviazione elettromagnetica; 2 coppie di placchette nel caso di deviazione elettrostatica) del tubo catodico d'immagine, detto anche « cinescopio ».

Poichè la deviazione elettromagnetica è ormai adottata nella quasi totalità dei televisori, si darà maggior risalto, in seguito, a tale sistema di deflessione. Nei ricevitori intercarrier, cioè di tipo non convenzionale, il suono viene separato dal video dopo la seconda rivelazione e amplificazione del segnale completo (come si vedrà in dettaglio più avanti); tuttavia il complesso di sintesi non subisce varianti, quindi ciò che si dirà di esso è valido per entrambi i tipi di ricevitori.

In ricezione occorre anzitutto che dalla miscela composta video-sincro rivelata si proceda alla separazione dei segnali di sincronismo (orizzontali, verticali ed eventuali egualizzatori, detti globalmente « sincro » o « super-sincro »), dai segnali video d'immagine generati dalla telecamera. Poichè la massima ampiezza del segnale composto viene raggiunta dai picchi di sincronismo (senza riguardo alla loro polarità, dato che è sempre possibile con l'aggiunta o coll'esclusione di uno stadio variare di 180° la fase della miscela, e quindi rovesciarne la polarità) ed il livello del nero è mantenuto costante, è intuitivo

che essi potranno essere separati dal video, regolando opportunamente il negativo di griglia di uno stadio amplificatore separato. Quest'ultimo non serve per la separazione tra loro dei vari tipi di impulsi sincronizzanti, perchè esso è sensibile solo alle variazioni di ampiezza, la quale è identica per tutti gli impulsi, che invece differiscono fra di loro per forma e frequenza.

Dopo la separazione fra video e sincro è necessario procedere alla separazione fra impulsi orizzontali e verticali. All'uopo il segnale sincronizzante completo dall'uscita dello stadio separatore dal video, viene inviato generalmente a due circuiti in parallelo a resistenza e capacità o a resistenza e induttanza: il primo è del tipo fig. 58-a o 58-b, rispondente agli impulsi orizzontali, è detto circuito differenziatore e provvede a fornire l'uscita richiesta per la sincronizzazione di riga solamente; il

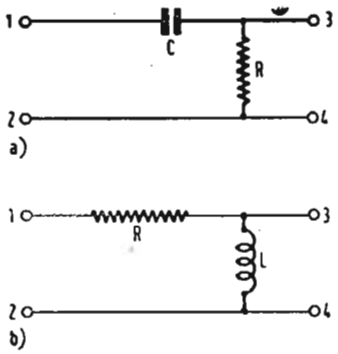


Fig. 58. — Circuiti differenzianti.

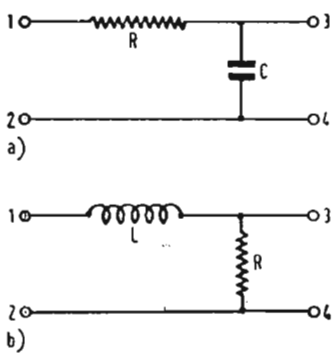


Fig. 59. — Circuiti integranti.

secondo è del tipo di fig. 59-a o 59-b, rispondente agli impulsi verticali, è detto circuito integrante e provvede a fornire l'uscita richiesta per la sincronizzazione di quadro solamente.

Delle proprietà dei circuiti differenzianti e integranti si parlerà più avanti trattando dettagliatamente della separazione per frequenza, forma d'onda e sua durata.

I segnali differenziati ed integrati prelevati all'uscita dei circuiti di fig. 58 e 59 comandano rispettivamente il generatore di riga (orizzontale) e il generatore di quadro (verticale) producenti le tensioni a denti di sega, che subiscono l'amplificazione del rispettivo stadio finale di potenza, il carico del circuito anodico del quale è costituito dalla coppia di bobine di deviazione corrispondente. Le quattro bobine di deviazione (due in serie per l'orizzontale; due in serie per la verticale) sono disposte cogli assi a 90° e costituiscono il sistema deflettore ortogonale, che per la sua forma e posizione sul tubo R.C. è noto come *giogo di deviazione*.

I generatori di denti di sega sono costituiti da due componenti: il generatore di oscillazioni rilassate ed il tubo di scarica. Il primo fornisce uno impulso che sblocca il secondo, che è il vero formatore del dente di sega. I due componenti sono talvolta così intimamente connessi, da costituire un tutt'uno realizzabile con un solo tubo elettronico. I generatori di oscillazioni rilassate usati nei ricevitori televisivi sono essenzialmente di due tipi: multivibratore ed oscillatore bloccato. La frequenza dell'oscillazione di rilassamento da essi generata è controllata dalla costante di tempo di un gruppo a resistenza e capacità; la resistenza è fatta variabile per la regolazione della frequenza del generatore. Il tubo di scarica è normalmente interdetto ed è collegato in parallelo al condensatore di scarica, ai capi del quale si raccoglie la tensione a dente di sega desiderata. Il condensatore di scarica durante gli intervalli di tempo nei quali il tubo di scarica è interdetto, si carica attraverso ad un resistore in serie verso l'alta tensione (+ Vat), formando il tratto di andata lineare del dente di sega. Quando il tubo di scarica riceve un impulso dal generatore rilassatore, diventa conduttivo ed offre una via di piccola resistenza al condensatore di scarica, che si scarica rapidamente formando il fronte ripido di ritorno del dente di sega.

Agli elementi ora ricordati, si aggiungono elementi ausiliari, come il circuito volano fondato sul principio del C.A.F. per la stabilizzazione dell'oscillatore di riga contro i parassiti; i correttori di linearità, i regolatori di altezza e larghezza del reticolo; il ripristinatore della componente continua; il diodo generatore dell'altissima tensione per il tubo R.C. d'immagine, il diodo smorzatore economizzatore ed incrementatore (booster) per l'alta tensione dello stadio finale orizzontale e di qualche altro stadio del ricevitore richiedente una tensione anodica più alta di quella disponibile dell'alimentatore; la bobina di fuoco per la concentrazione del raggio catodico del tubo R.C. onde ottenere la nitidezza della macchia fluorescente (spot).

Da quanto precede risulta che il complesso di sintesi è composto dei seguenti elementi:

a) Separatore del sincro dal video, comprendente il separatore limitatore vero e proprio e l'eventuale amplificatore del sincro separato. La separazione è detta di ampiezza per il modo con cui è ottenuta.

b) I circuiti separatori per forma d'onda e durata. Sono i circuiti differenziatori e integratori, che agiscono da selettori di impulsi per la separazione dei segnali sincroriga dai segnali

sincroquadro. Quando la separazione è ottenuta per picco inverso, il circuito integratore non è presente, perchè questa funzione, è svolta da un circuito differenziatore.

c) I generatori di deviazione orizzontale e verticale costituiti dal rilassatore e dal tubo di scarica.

d) Gli stadi finali di uscita di potenza orizzontale e verticale. Dal trasformatore orizzontale si ricavano l'altissima tensione per il tubo catodico, i circuiti ricuperatore e smorzatore, la tensione a guizzi per l'eventuale circuito volano.

e) Il sistema deviatore ortogonale (giogo di deviazione a ferro o in aria, composto delle due bobine deviatrici di riga e delle due bobine deviatrici di quadro).

f) La bobina o il magnete di concentrazione (fuoco).

g) Gli ausiliari.

Separazione del sincro dal video (separazione di ampiezza)

Il principio comune ai vari dispositivi escogitati consiste nel polarizzare uno stadio amplificatore oltre l'interdizione; il valore del negativo di griglia si fa corrispondere al valore medio del segnale video sincro; la corrente anodica è ancora zero per il livello del nero, mentre può scorrere solo in corrispondenza degli impulsi di sincronismo, il cui valore di picco (uguale per tutti) corrisponde al valore zero della tensione di griglia Vg. Il segnale composto viene applicato alla griglia nella direzione Vg negativo, cioè in meno. Allora il segnale d'uscita dallo stadio si verifica solo in corrispondenza di detti impulsi, mentre nessun segnale è ricavabile dall'applicazione all'entrata del video. Questo stato di cose è indicato in fig. 60 dove si è per semplicità rappresentato dello standard europeo un solo impulso egualizzatore prima e dopo di un solo impulso verticale.

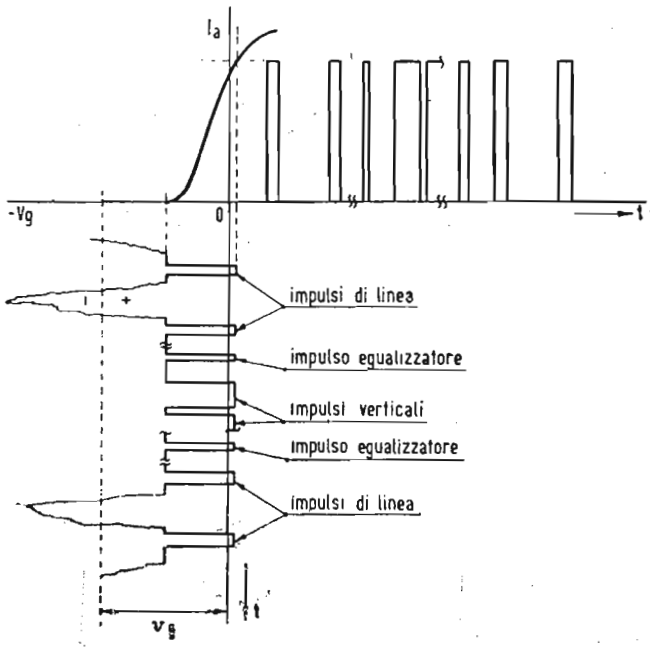


Fig. 60. — Funzionamento di uno stadio separatore amplificatore per falla di griglia.

Uno schema elettrico di uno stadio separatore per falla di griglia è indicato in fig. 61-a dove la polarizzazione del tubo è ottenuta automaticamente per rettificazione del segnale stesso,

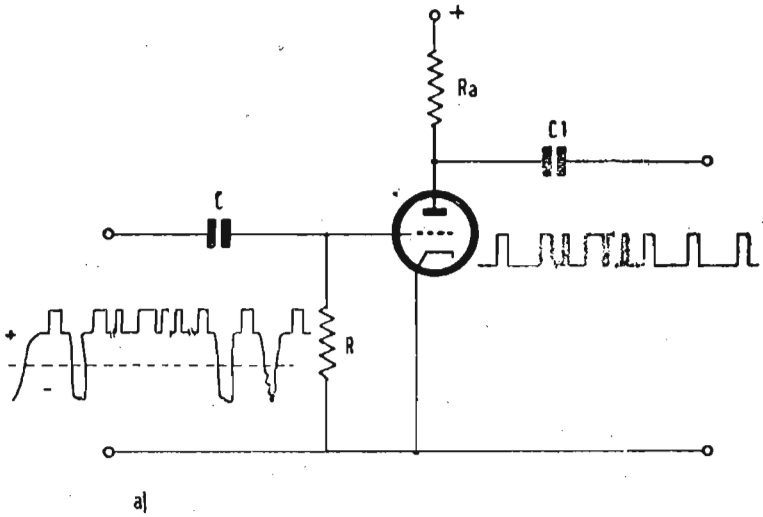


Fig. 61. — Circuiti separatori del sincro dal video. - a) Stadio separatore amplificatore per falla di griglia a triodo.

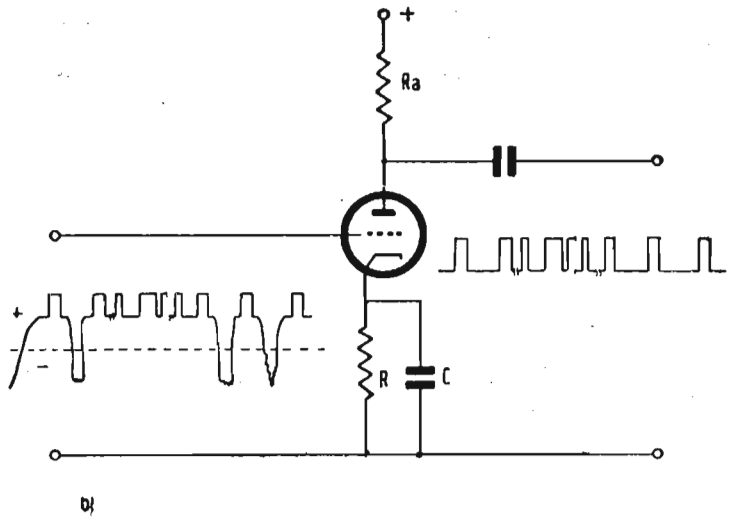


Fig. 61. — Circuiti separatori del sincro dal video. - b) come a), ma con polarizzazione automatica catodica.

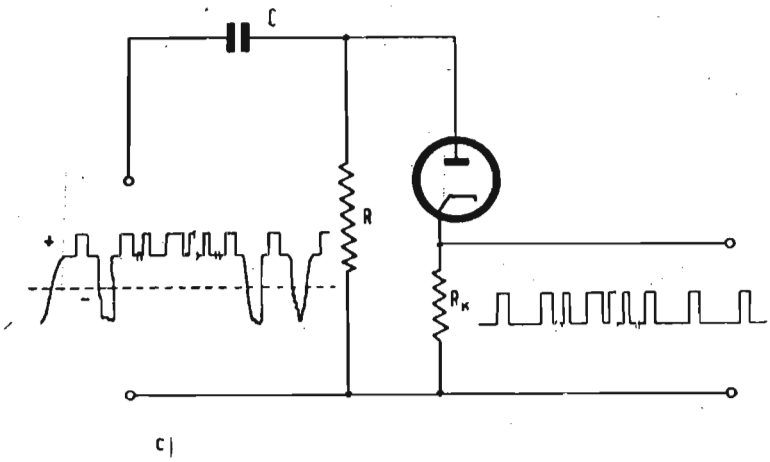


Fig. 61. — Circuiti separatori del sincro dal video. - c) Stadio separatore a diodo autopolarizzato.

la tensione sviluppata è tale che la corrente anodica scorre solo in corrispondenza degli impulsi sincronizzanti. In fig. 61-a il triodo può essere sostituito da un tetrodo o da un pentodo purchè non a pendenza variabile, perchè la caratteristica ($ia/\overline{vg}$) deve cadere bruscamente a zero ed essere praticamente priva del ginocchio inferiore.

Non essendovi polarizzazione iniziale, durante il periodo di tempo in cui l'oscillazione applicata all'ingresso è positiva, scorre corrente di griglia, perchè questa è più positiva del catodo, generando una tensione continua ai capi della resistenza R, col negativo sulla griglia e il positivo sul catodo. Assumendo in fig. 61-a, $R = 1$ Mohm e $C = 0{,}1$ μF si ottiene una polarizzazione praticamente costante per vari periodi di riga, ma che tuttavia può subire piccole variazioni in accordo coll'ampiezza variabile della componente continua (livello del nero). In queste condizioni la polarizzazione di griglia si autoregola al valore, che acconsente ai picchi positivi di sincronizzazione di rendere istantaneamente leggermente positiva la griglia stessa e di appoggiarsi all' ordinata, che corrisponde in pratica a $Vg = 0$, senza riguardo all'ampiezza del segnale. In conseguenza, avendo inoltre gli impulsi sincronizzanti uguale altezza, è sufficiente, per ottenere il descritto funzionamento, adottare una tensione di interdizione pari in valore assoluto all'ampiezza degli impulsi di sincronismo, ciò richiede di ridurre la tensione anodica (e di schermo nel caso di un tetrodo, o di un pentodo) proporzionalmente al suddetto valore di polarizzazione. La fig. 61-b in cui la polarizzazione automatica, che permette il passaggio di corrente anodica solo in presenza di impulsi sincronizzanti applicati alla griglia, è ottenuta con un gruppo RC di catodo, costituisce una variante dello schema di fig. 61-a. Anche in fig. 61-b il triodo può essere rimpiazzato da altro tubo elettronico a più di tre elettrodi con la già accennata limitazione.

Il diodo viene pure vantaggiosamente impiegato per costituire uno stadio separatore di ampiezza. Così in fig. 61-c è illustrato un diodo che si può definire come la materializzazione del diodo virtuale costituito dalla griglia e dal catodo del tubo di fig. 61-a o 61-b; infatti il diodo di fig. 61-c funziona esattamente come quello. La polarizzazione negativa è sviluppata ai capi della resistenza R in seguito allo scorrere della corrente nel diodo in corrispondenza delle aree positive del segnale applicato all'ingresso. Le costanti R e C presiedono alla formazione della polarizzazione del diodo con le stesse modalità de-

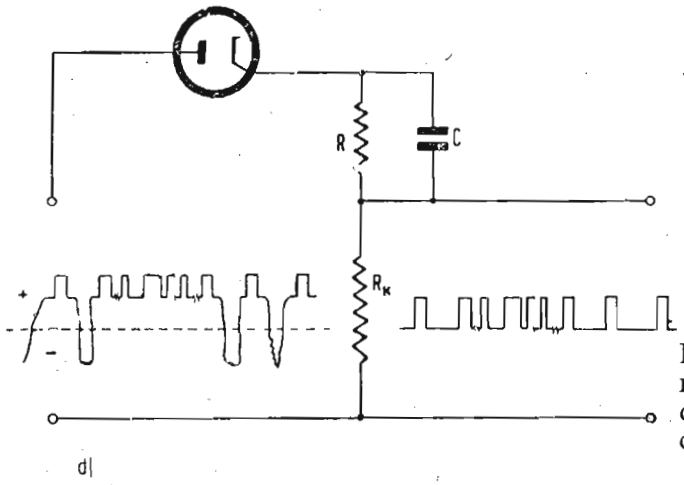


Fig. 61. — Circuiti separatori del sincro dal video. - d) Come c), ma con polarizzazione automatica catodica.

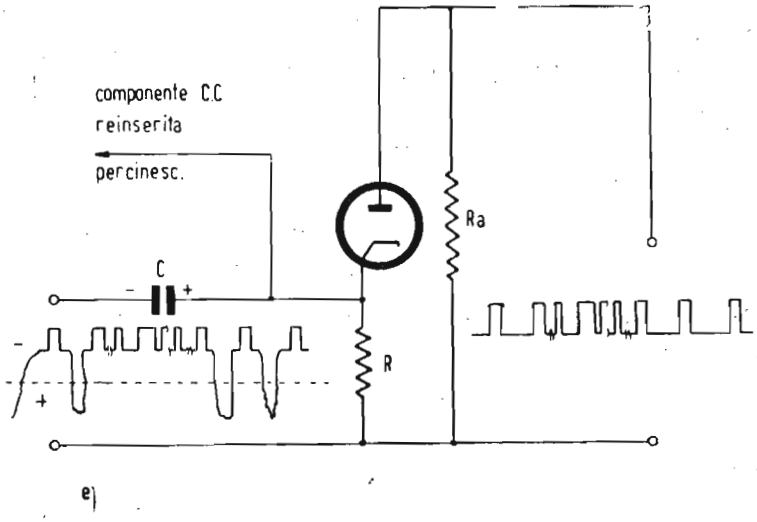


Fig. 61. — Circuiti separatori del sincro dal video. - e) Stadio separatore a diodo invertito autopolarizzato e reinsertore della componente c.c.

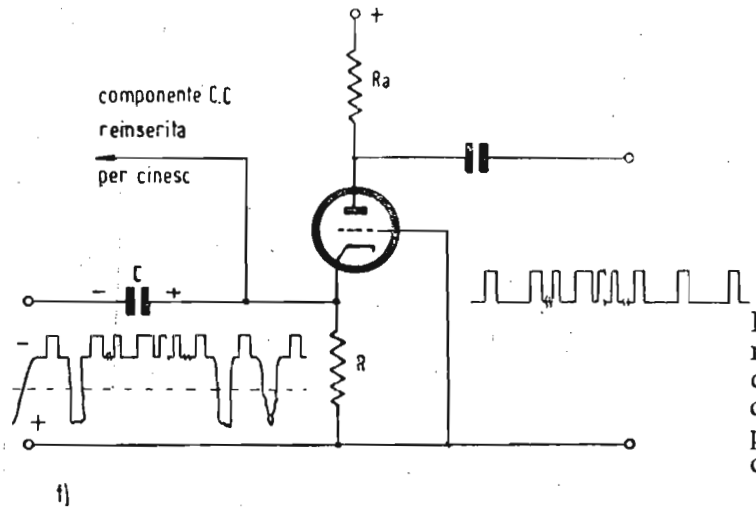


Fig. 61. — Circuiti separatori del sincro dal video. - f) Stadio con circuito separatore catodo-placca e reinsertore componente c.c. catodo-griglia.

scritte per la fig. 61-a. La polarizzazione si regola da sè automaticamente al valore, che permette al picco positivo della miscela applicata all'ingresso di rendere positiva la placca e di far circolare in conseguenza la corrente anodica.

La fig. 61-d costituisce una variante della fig. 61-c; la polarizzazione è ora ottenuta con un circuito *RC* disposto sul catodo in serie colla resistenza di carico *R* ai capi della quale si raccoglie il segnale utile di uscita costituito dal solo sincro. Il gruppo catodico *RC* rende la placca del diodo negativa rispetto al catodo e permette il passaggio della corrente anodica solo in corrispondenza dei massimi positivi del segnale all'entrata.

Il circuito di fig. 61-e agisce analogamente a quello di figura 61-c, ma essendo il diodo invertito, il segnale all'ingresso è applicato tra massa e catodo, deve avere ora polarità rovesciata, ossia i picchi degli impulsi di sincronismo devono corrispondere al massimo negativo, per permettere il passaggio della corrente diodica.

Il segnale utile di uscita viene ora raccolto ai capi della resistenza di carico *R*a disposta in serie all'anodo. L'opportuna polarizzazione, che rende il catodo positivo rispetto alla placca, è sempre assicurata dal gruppo *RC*.

Lo schema a diodo invertito si presta ad assolvere la doppia funzione di separatore e di reinsertore della componente continua. E' chiaro infatti che essendo i picchi di sincronismo riportati tutti allo stesso livello, il segnale contiene l'informazione della componente c.c., identificata con la polarizzazione del catodo, che deve essere direttamente applicato alla griglia del tubo catodico. L'inversione del diodo è necessaria perchè la polarizzazione da inviare al tubo R.C. deve essere positiva, quindi lo schema di fig. 61-c ad es. non è suscettibile di esercitare l'accennata funzione combinata. In tutti i casi prospettati in fig. 61 l'autopolarizzazione provvede ad allineare gli impulsi di sincronismo ad un comune livello costante, per ottenere all'uscita un segnale assolutamente privo di residui video-immagine. La polarità del segnale di ingresso allo stadio separatore deve essere tale da acconsentire il passaggio di corrente anodica in corrispondenza dei massimi degli impulsi. Infatti se la polarità fosse invertita in luogo degli impulsi sincronizzanti verrebbe isolata nella regione infranera la parte del segnale video-immagine corrispondente al massimo bianco. Concludendo, il segnale di ingresso deve presentare una polarità

tale da rendere la placca del diodo (vero o virtuale) positiva rispetto al catodo, o ciò che fa lo stesso, il catodo negativo rispetto alla placca; perciò nei casi di circuito a diodo (vero o virtuale) diretto (fig. 61-a, b, c, d) i picchi di sincronismo all'entrata dello stadio separatore devono corrispondere al massimo negativo.

Il segnale di ingresso allo stadio separatore può essere prelevato in quei punti del circuito ricevente in cui sono presenti tutti gli impulsi di sincronismo, e cioè, o dall'uscita del secondo rivelatore, o dall'amplificatore video immediatamente successivo, quest'ultimo essendo più vantaggioso, perchè fornisce un sincro di maggior ampiezza. E' evidente che gli stadi separatori a diodo non possono fornire amplificazione, per cui sono preferibili i circuiti impieganti per la separazione un triodo, o tetrodo, o pentodo. Il circuito griglia-catodo dell'amplificatore può venire sfruttato anche come un diodo invertito; basta per questo, addurre la miscela video-sincro al catodo, anzichè alla griglia del tubo; questa disposizione risulta utile quando sia richiesta la polarità del segnale di uscita. Ad esempio il sistema accennato trova applicazione in quei dispositivi, come in fig. 61-f, in cui si sfrutta il circuito catodo-placca per la separazione del sincro dal video, separatamente dal circuito catodo-griglia per la reinserzione della componente c.c. per il tubo catodico.

In luogo di sfruttare il ginocchio inferiore della caratteristica del tubo amplificatore, si potrebbe sfruttare il ginocchio superiore. In questo caso il segnale applicato in griglia deve avere polarità negativa, cioè tale che ai picchi di sincronismo corrisponda il massimo negativo di Vg e la minima corrente anodica e al livello del nero corrisponda la corrente di saturazione, o, ancora, tale che tutto il segnale composto sia applicato alla griglia nella direzione di Vg crescente in valore relativo (decrescente in valore assoluto), ossia in più. (Si rifletta che, con le convenzioni introdotte, alla polarità negativa del segnale composto corrispondono valori meno negativi di Vg dai picchi di sincronismo al max bianco dell'immagine, e che viceversa alla polarità positiva di detto segnale corrispondono valori più negativi di Vg dai picchi di sincronismo al massimo bianco dell'immagine). Lo sfruttamento del ginocchio superiore richiede che la caratteristica (Ia/Vg) del tubo amplificatore sia molto arretrata rispetto all'ordinata corrispondente a $Vg = 0$ (per poter contenere tutto il video), ciò che richiederebbe delle

tensioni di schermo (e quindi il triodo non potrebbe più essere impiegato) più alte della tensione anodica, perciò questo mezzo è scarsamente usato.

Accenniamo infine al fatto che la separazione del sincro dal segnale composto può essere ottenuta, senza uso di stadio separatore, per autopolarizzazione degli oscillatori di rilassamento, ma la separazione così ottenuta dipende dall'ampiezza del segnale, per cui il sistema trova scarso impiego limitatamente ai ricevitori economici.

Da quanto precede risulta che uno stadio separatore è simile ad uno stadio reinsertore della componente c.c. e funziona allo stesso modo; solo la differenza sta nei valori della polarizzazione di interdizione che nel primo dispositivo è molto piccola in corrispondenza dell'altezza degli impulsi di sincronismo (da cui l'impiego di basse tensioni di schermo e anodo per i tubi a più elettrodi) mentre nel secondo dispositivo deve assumere un valore assai più negativo, per permettere l'amplificazione indistorta di tutto il segnale composto applicato alla griglia (da cui l'impiego di alte tensioni di schermo e anodo per i tubi a più elettrodi). Per i circuiti a diodo si nota negli stadi separatori una resistenza di carico nel circuito catodico o anodico, resistenza che non trova corrispondente nei circuiti a diodo reinsertore della componente c.c., perchè questi ultimi hanno il solo compito di fornire la tensione continua di polarizzazione proporzionale all'altezza del livello del nero nel segnale composto e costituente appunto la componente desiderata.

Quando la miscela video-sincro da addurre all'entrata del separatore di ampiezza è prelevata dall'amplificatore video, il quale è in generale ad accoppiamento per resistenza e capacità, la componente corrente continua irradiata in trasmissione, e conservata nel ricevitore attraverso gli stadi di alta, di media frequenza, di rivelazione della video frequenza, viene perduta, perciò i picchi degli impulsi di sincronismo risultano a livelli diversi rispetto all'asse c.a. In queste condizioni se il segnale video-immagine contiene componenti della stessa forma degli impulsi sincronizzanti verticali, non può più essere distinto da questi quando un brusco disturbo istantaneo ne porti casualmente l'ampiezza al livello del più basso impulso sincronizzante e lo stadio separatore, non essendo in grado di discernere tra i due tipi di segnale, riporterebbe il picco immagine al livello comune dei picchi di sincronismo, generando un'interferenza dannosissima e la distruzione del sincronismo, come è facile

immaginare. Per eliminare questo grave pericolo è necessario limitare le ampiezze del segnale ammissibile all'entrata del separatore; ma questa limitazione ha come conseguenza che quando una brusca tensione di disturbo sposta tutte le ampiezze della miscela composta, i picchi di sincronismo, essendo in ogni caso i più alti, non saranno più ammessi al separatore, quindi verrà meno l'uscita da questo stadio e gli oscillatori verticali perderanno il passo, ossia la sincronizzazione sarà distrutta.

In ogni caso la separazione degli impulsi sincronizzanti orizzontali dal segnale composto video-sincro deve avvenire senza la perdita della componente c.c., quindi, qualora il circuito separatore degli orizzontali non ne fosse atto, occorrerebbe predisporre un reisertore della componente c.c. delle basse frequenze. Se la costante di tempo di quest'ultimo è grande, il che presuppone una buona fedeltà del ricevitore alle basse frequenze, l'effetto di un guizzo di tensione disturbante non è rilevante, mentre se le basse frequenze video sono tagliate, occorrendo adottare una piccola costante di tempo per il reinsertore allo scopo di ripristinarle, il livello limite di allineamento degli impulsi di sincronismo può essere facilmente sconvolto dai disturbi, ma esso viene ristabilito molto prontamente dopo il disturbo, per modo che la porzione di immagine fuori sincronismo è assai limitata per disturbi di bassa frequenza dell'ordine della frequenza di ripetizione verticale (frequenza di quadro).

Autorizzazione del Tribunale di Milano 16 - 1 - 61 - N. 5502 del Registro
Direttore responsabile ALFONSO GIOVENE - Proprietà della Editrice Il Rostro
Distribuzione in abbonamento postale - Gruppo II
Distribuzione STE - Milano

CORSO
TEORICO - PRATICO DI
TELEVISIONE

DISPENSA

N. 9

SOMMARIO

LEZIONE XV

Separazione dei segnali orizzontali e verticali dal sincro — Circuiti differenziatori e integratori.

LEZIONE XVI

Separazione degli impulsi orizzontali dal sincro — Separazione degli impulsi verticali dal sincro.
— Domande alle quali l'allievo deve rispondere.
— Domande e risposte su argomenti trattati nel 3° gruppo di 6 lezioni (Lezioni XI, XII, XIII, XIV, XV, XVI) (Dispense 7ª, 8ª e 9ª).

TUTTI I DIRITTI RISERVATI ALLA
EDITRICE IL ROSTRO - MILANO

TIPOGRAFIA EDIZIONI TECNICHE - MILANO - VIA BALDO DEGLI UBALDI 6

LEZIONE XV

Separazione dei segnali orizzontali e verticali dal sincro

Circuiti differenziatori e integratori.

Una volta separato il segnale sincro dal segnale video, è necessario provvedere a separare gli impulsi orizzontali da quelli verticali. (Avvertiamo però che queste due locuzioni non riguardano la giacitura degli impulsi, ma vengono usate, anche se improprie, perchè brevi ed espressive per designare gli impulsi per la sincronizzazione rispettivamente di riga e di quadro).

Tutti gli impulsi dello standard europeo hanno in comune la forma rettangolare e l'ampiezza h; differiscono invece per la frequenza di ripetizione e la durata.

La situazione è lumeggiata dal seguente specchietto: gli impulsi larghi che in numero di 5 compongono l'impulso verticale, hanno frequenza doppia di quella di riga per mantenere la sincronizzazione orizzontale durante il ritorno verticale.

impulsi	frequenza Hz	Durata μs
orizzontali	15625	5,12 ÷ 6,4
verticali	50	192
egualizzatori	31250	2,88
larghi	31250	26,2 ÷ 27,5

Come si è sopra accennato la separazione dei vari impulsi viene effettuata dai circuiti integranti e differenzianti del tipo di fig. 58 e 59 a resistenza e capacità, ovvero a resistenza e induttanza.

Il comportamento di tali circuiti, cui venga applicato ai morsetti di entrata 1 e 2, un segnale di forma rettangolare, è analogo a quello conseguente all' applicazione ed alla sospensione istantanee del segnale di entrata, come se si trattasse di un fenomeno transitorio. La presenza dell'elemento C o L immagazzinatore dell'energia fa sì che il circuito richiede un certo tempo per portarsi al regime richiesto dal segnale entrante; perciò la risposta del circuito nel tempo immediatamente successivo all'applicazione brusca di un segnale rettangolare, è sensibilmente diversa da quella di regime e da quella corrispondente ad un'onda sinoidale applicata all'ingresso.

Si consideri un circuito costituito, come in fig. 58-a e 59-a, da una resistenza R in serie con una capacità C, in cui il condensatore C sia stato precedentemente caricato alla tensione V. Si supponga di mettere in corto circuito i morsetti di entrata 1 e 2.

Il condensatore tende a scaricarsi attraverso R, perciò in circuito si origina una corrente i variabile e ai capi di C si localizza una tensione v_C pure variabile, mentre ai capi R sorge una d.d.p. v_R uguale a Ri variabile anch'essa col tempo, analogamente a i e v_C. La tensione V si divide fra v_C e v_R in modo da compensarle in ogni istante, cioè: $V = v_R + v_C = Ri + v_C$.

Alla scarica la tensione all'ingresso è stata soppressa, per cui:

$$Ri + v_C = 0.$$

Con opportuni sviluppi matematici d'integrazione si giunge ad una relazione finale assolutamente fondamentale per le nostre considerazioni.

Tale relazione è: $v_C = Ve^{-t/RC}$

Il prodotto RC è la costante di tempo del circuito (t in sec, se R in ohm, C in Faraday). Il suo significato risulta immediatamente evidente ponendo nella relazione precedente $t = RC$, si ha allora:

$$v_C = V/e = V/2{,}718 = 0{,}37\ V$$

ossia la costante di tempo rappresenta il tempo necessario affinchè la tensione ai capi del condensatore C si riduca al 37% del valore iniziale al tempo zero, ovvero il tempo occorrente affinchè il condensatore si scarichi del 63% rispetto alla carica che esisteva al tempo zero sulle sue armature.

La suddetta relazione insegna che la v_C ha andamento esponenziale, ossia le ordinate in un diagramma $v_C = f(t)$ decrescono daprima rapidamente, quindi tendono assintoticamente a

zero. Ciò significa che la tensione non si annulla teoricamente mai alle armature di C, ma in pratica essa si riduce a valori trascurabili dopo un tempo abbastanza breve dipendente dai valori di R e di C.

La determinazione della tensione $vr = Ri$ ai capi della resistenza R dà luogo alla relazione seguente:

$$v_R = Ri = R\, dq/dt = -V\, e^{-(t/RC)}$$

ossia la tensione vr è uguale e contraria alla vc; ciò è intuitivo, perchè essendo in regime di scarica la tensione applicata costantemente nulla, le due tensioni ai capi del condensatore e della resistenza si devono fare equilibrio in ogni istante.

La stessa relazione ci dice ancora che se si assumono come morsetti di uscita 3 e 4 i terminali della resistenza R, si ottiene una tensione che è proporzionale alla derivata della carica in gioco, donde la giustificazione della denominazione di *circuito differenziante* o *differenziatore* per il circuito di fig. 58-a.

Sembrerebbe a prima vista che un unico circuito a resistenza e capacità in serie possa essere sfruttato contemporaneamente come circuito integrante e come differenziatore, assumendo in esso due uscite, una ai capi del condensatore (uscita integrata), l'altra ai capi della resistenza (uscita differenziata); in pratica per la separazione dei segnali orizzontali da quelli verticali si devono invece impiegare due circuiti distinti, per quanto entrambi dello stesso tipo di fig. 58-a e 59-a, perchè le costanti di tempo devono essere notevolmente diverse nei due casi, come verrà chiarito in seguito.

L'andamento della corrente di scarica è analogo a quello della tensione v_R, in quanto le due grandezze sono proporzionali. La espressione di i è la seguente:

$$i = -(V/R)\, e^{-(t/RC)}$$

cioè anch'essa è negativa e decrescente in valore assoluto dapprima rapidamente, poi tende assintoticamente a zero, seguendo la legge esponenziale.

Considerando ora il comportamento dello stesso circuito in regime di carica, cioè quando si applica ai morsetti 1 e 2 di entrata la tensione costante V, si giunge con analoghi sviluppi matematici a relazioni molto simili a quelle or ora considerate pel regime di scarica.

In fig. 62-a si sono riportati i grafici vc, v_R, e i alla scarica del condensatore C in funzione del tempo t computato in termini della costante di tempo, corrispondenti rispettivamente alle espressioni sopracitate, in fig. 62-b si sono rappresentate le

stesse grandezze relative alla carica del condensatore C.

Il significato della costante di tempo RC alla carica è ana-

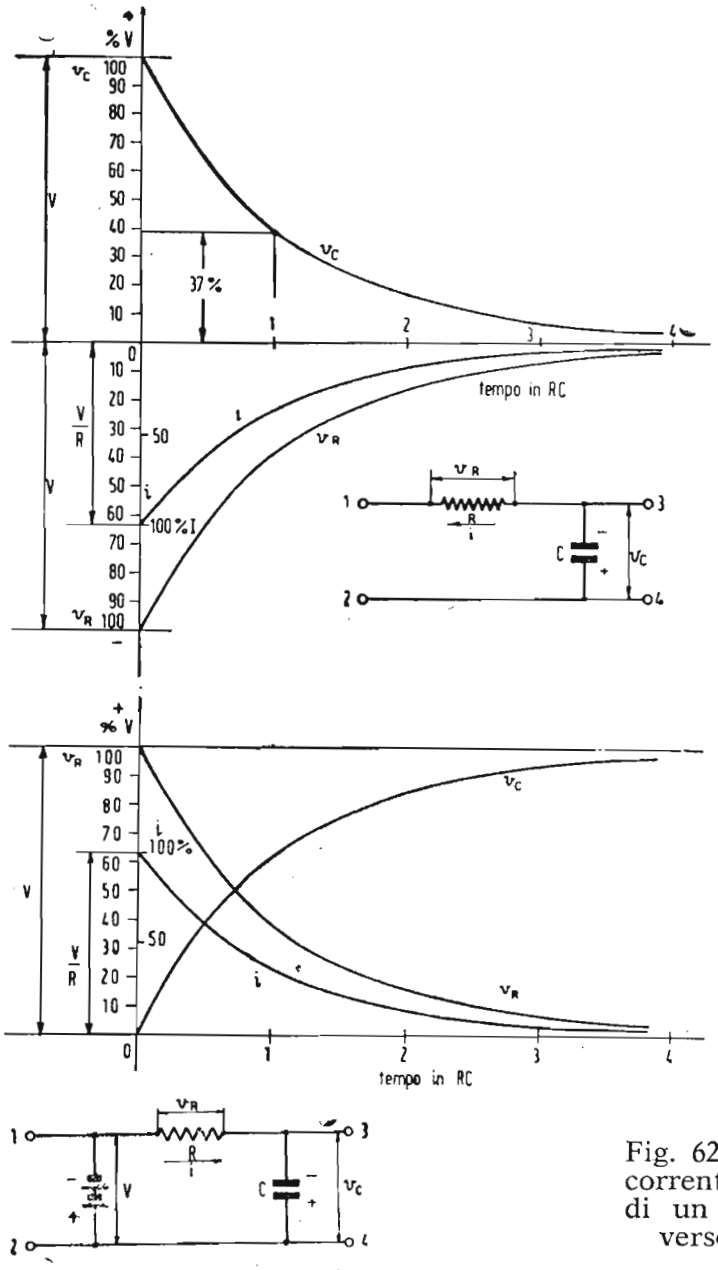


Fig. 62. — Tensione V_R, V_C e corrente i di scarica e carica di un condensatore C attraverso una resistenza R.

logo a quello già messo in luce per la scarica, e cioè rappresenta il tempo necessario affinchè il condensatore si carichi al 63% della tensione applicata per la massima carica.

L'azione del circuito a resistenza e capacità è essenzialmente quello di fornire una corrente o tensione di uscita sfasata in anticipo o in ritardo di un angolo che teoricamente, per correnti sinoidali d'entrata, è di 90°.

In pratica gli sfasamenti che si verificano fra entrata e uscita sono variabili da 0 a 90°.

Applicando ai morsetti di entrata 1 e 2 di un circuito di resistenza R in serie con la capacità C, come in fig. 58-a e 59-a, una tensione di forma rettangolare della durata uguale alla costante di tempo RC del circuito, si realizzano le condizioni sopra studiate.

Precisamente al fronte iniziale verticale dell'impulso di ampiezza V corrisponde l'applicazione brusca di una tensione di uguale ampiezza e quindi una carica del condensatore C per una durata pari a RC; al fronte finale verticale dell'impulso corrisponde la rimozione istantanea della tensione applicata e quindi la scarica del condensatore secondo le modalità indicate precedentemente. Se si immagina che gli impulsi rettangolari di 2 RC (cioè essendo di durata RC l'intervallo di tempo fra la fine di un impulso e l'inizio del successivo, vale ogni impulso pure RC) i fenomeni di carica e scarica conseguenti presentano l'andamento di fig. 63 in cui i tempi sono riportati in unità RC sull'asse delle ascisse. In figura 63-a è indicata la tensione rettangolare di ampiezza V applicata tra i morsetti 1, 2 di ingresso del circuito.

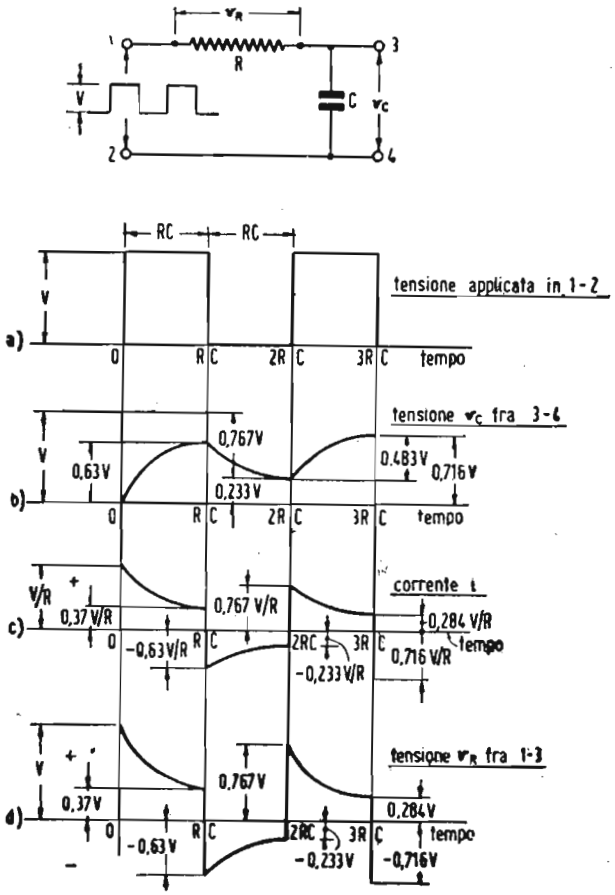


Fig. 63. — Tensioni e corrente nel circuito R-C in serie alimentato con tensione rettangolare di larghezza uguale alla costante di tempo RC.

Poichè gli impulsi hanno la durata di una costante di tempo RC, durante questo tempo il condensatore si carica e alla fine di tale periodo la tensione v_C ai suoi capi vale 0,63 V (v. fig. 63-b); la corrente i di carica che all'istante zero aveva il valore $I = V/R$ diminuisce esponenzialmente e dopo il tempo

RC assume il valore 0,37 V/R (v. fig. 63-c); la tensione Vr ai capi della resistenza R ha lo stesso andamento della corrente i, ha il suo massimo $V = RI$ all'istante $t = 0$ e raggiunge il valore 0,37 V dopo il tempo RC (v. fig. 63-d). Per tutto il tempo RC intercedente fra il 1° e il 2° impulso, non vi è applicata alcuna tensione al circuito, perciò il condensatore si scarica al 37% della tensione 0,63 V esistente all'istante RC alle sue armature, quindi dopo il tempo 2 RC la tensione vc vale $0{,}37 \times 0{,}63\ V = 0{,}233\ V$ (vedi fig. 63-b); la corrente i all'istante in cui si inizia la scarica si inverte e salta bruscamente dal valore 0,37 V/R al valore $i = +\ 0{,}37\ V/R - V/R = -\ 0{,}63\ V/R$, quindi diminuisce in valore assoluto per tutta la durata della scarica e al tempo 2 RC si riduce al valore

$$i = -0{,}37 \times 0{,}63\ (V/R) = -\ 0{,}233\ V/R$$

(v. fig. 63-c); la tensione ai capi della R si inverte pure all'istante $t = RC$ passando istantaneamente dal valore 0,37 V al valore $+\ 0{,}37\ V - V = -\ 0{,}63\ V$, quindi diminuisce in valore assoluto in accordo colla corrente i, per raggiungere il valore

$$-0{,}37 \times 0{,}63\ V = -0{,}233\ V \text{ (v. fig. 63-d)}$$

All'istante 2 RC inizia il 2° ciclo col sopraggiungere all'entrata del circuito del 2° impulso. I fenomeni conseguenti hanno andamenti analoghi a quelli testè descritti per il 1° ciclo, ma i valori delle tensioni e correnti non sono gli stessi, perchè dipendono dalle ampiezze che esse hanno all'inizio del 2° ciclo, sensibilmente diverse da quelle iniziali dello stesso 1° ciclo. Così (v. fig. 63-b) la tensione netta applicata all'istante $t = 2\ RC$ è la risultante dell'ampiezza V dell'impulso meno il valore residuo della tensione di scarica al condensatore C, cioè questo viene ora caricato con la tensione $V - 0{,}233\ V = 0{,}767\ V$; la carica dura nuovamente quanto la larghezza dell'impulso, così che al tempo $t = 3\ RC$, ossia dopo un tempo pari a tre costanti di tempo, la tensione ai capi del condensatore ha raggiunto il valore

$$vc = 0{,}63 \times 0{,}767\ V + 0{,}233\ V = 0{,}438\ V + 0{,}233\ V = 0{,}716\ V$$

pari al 63% della tensione netta applicata, aumentato del valore residuo della tensione di scarica alla fine del 1° ciclo (v. ancora fig. 63-b).

Procedendo nello stesso modo è assai agevole calcolare i valori di vc alla fine di ogni carica e scarica ai tempi 4 RC, 5 RC, ... n RC.

I valori della tensione vr ai capi della R sono facilmente

deducibili ricordando che nel regime di carica la somma della v_r, e della v_c è costante ed uguale alla tensione V applicata, mentre nel regime di scarica la v_r fa in ogni istante equilibrio alla v_c quindi le due tensioni hanno ugual valore assoluto e segno opposto; dividendo poi i valori di v_r per la resistenza R si ottiene la legge di variazione della corrente i; in tal modo ci si rende conto dei diagrammi della fig. 63-c e d relativamente agli istanti 2 RC, 3 RC. L'esempio della fig. 63 in cui i tempi di carica e scarica sono uguali tra loro e alla larghezza dell'impulso di alimentazione, si presta bene ad illustrare i fenomeni descritti, ma ha scarse applicazioni in pratica. E' evidente che facendo lunga o breve la costante di tempo del circuito rispetto alla larghezza dell'impulso rettangolare applicato all'ingresso, si possono ottenere varie forme d'onda, tra le quali è possibile sceglierne alcune particolarmente adatte per la separazione degli impulsi orizzontali da quelli verticali. Una costante di tempo si ritiene lunga quando è maggiore o al minimo uguale a cinque volte la durata dell'impulso; in tal modo il condensatore non fa in tempo a caricarsi completamente nel tempo in cui è applicata la tensione rettangolare. Una costante di tempo è ritenuta breve quando è minore o al massimo uguale a un quinto della durata dell'impulso; in conseguenza la tensione d'entrata risulta applicata per almeno cinque costanti di tempo e il condensatore può caricarsi in modo completo (v. ad es. fig. 62-b); quanto si è ora detto per la carica è valido anche per la scarica (v. ad es. fig. 62-a). La costante di tempo determina solamente la velocità di carica e scarica del condensatore, mentre il tempo in cui esse avvengono è funzione della durata dell'ampiezza dell'impulso applicato; il condensatore si carica o si scarica a seconda che la tensione applicata è maggiore o minore

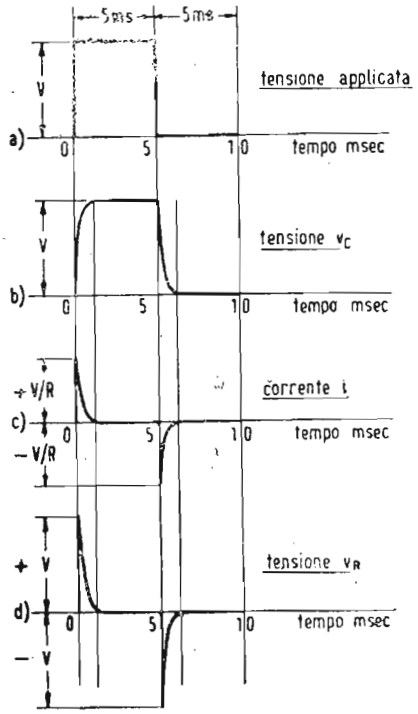


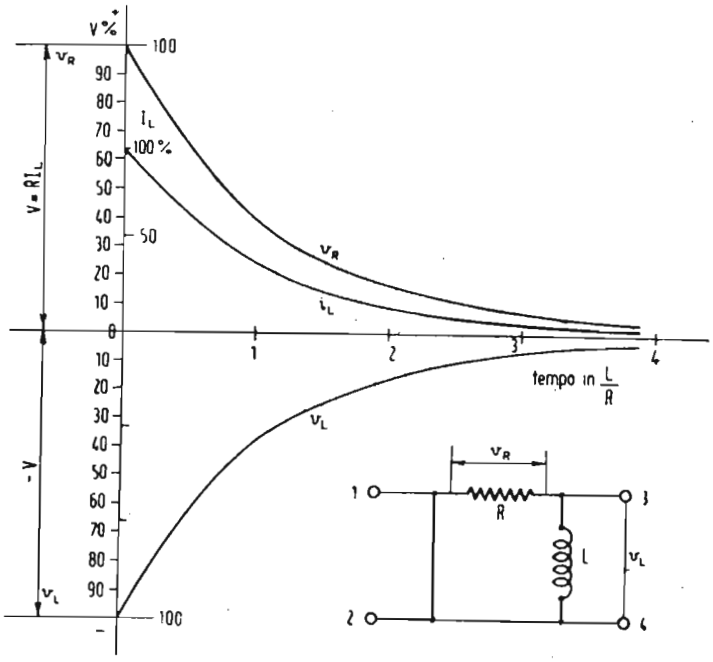
Fig. 64. — Tensioni e corrente nel circuito R-C in serie con breve costante di tempo (RC = 1 msec) rispetto alla larghezza (5 msec) degli impulsi di alimentazione.

della d.d.p. esistente in ogni istante alle armature del condensatore stesso.

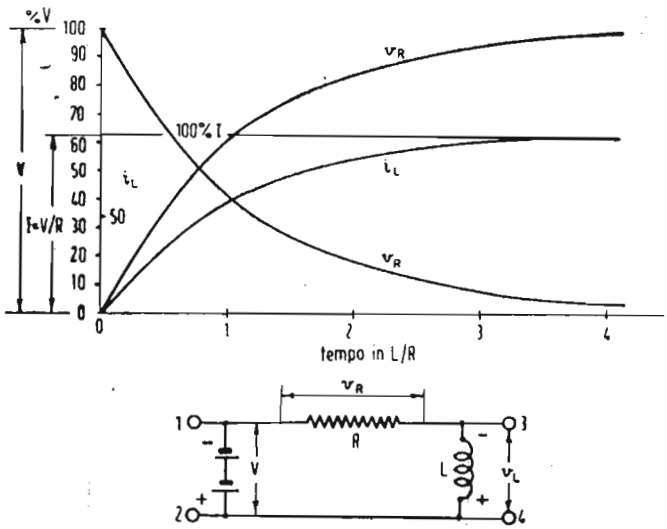
In fig. 63 è rappresentato il comportamento del solito circuito a R e C in serie quando la costante di tempo è molto piccola rispetto alla durata dell'impulso. Ad es. quando $R = 1$ Mohm e $C = 1$ mμF, la costante di tempo vale $RC = 1 \times 10^6 \times 10^{-9} = 10^{-3}$ sec = msec; per quanto detto sopra, la durata della tensione rettangolare deve essere almeno 5 msec come si vede in fig. 64-a.

La tensione vc ai capi del condensatore (v. fig. 64-b) risulta quasi rettangolare poichè esso si carica e scarica completamente in un tempo molto breve rispetto alla durata dell'impulso entrante, gli estremi della vc sono quasi verticali e il valore massimo che tale tensione raggiunge coincide alla carica coll'ampiezza V. La corrente è costituita da guizzi molto ripidi positivi in corrispondenza del fronte verticale iniziale anteriore della tensione V applicata, negativi in corrispondenza del fronte verticale finale posteriore della stessa. La i presenta i suoi massimi $\pm V/R$ agli istanti 0,5, 10 ... msec. appunto in corrispondenza degli inizii e delle fini della tensione rettangolare applicata. Per la maggior parte del periodo la corrente in circuito è nulla perchè il condensatore è o completamente carico o completamente scarico; durante i brevi tempi di carica la corrente si riduce rapidamente a zero dal suo massimo $+ V/R$ seguendo la legge esponenziale; analogamente durante i brevi intervalli di scarica la corrente si riduce a zero a partire dal suo massimo negativo $- V/R$ (v. fig. 64-c). Al solito la tensione vr ai capi della resistenza R ha lo stesso andamento della corrente i ed è quindi costituita da brevi acuti impulsi di tensione il cui valore massimo vale $+ V$ in corrispondenza dell'inizio della tensione applicata al circuito, mentre il suo valore minimo è $- V$ e si verifica nell'istante in cui viene soppressa la tensione di alimentazione (v. fig. 64-d). Sono appunto questi guizzi della tensione vr che vengono utilizzati per la sincronizzazione orizzontale. Il circuito a breve costante di tempo (circuito differenziante) gode dunque della proprietà che applicando al suo ingresso il segnale sincro completo, composto cioè dagli impulsi rettangolari di linea, egualizzatori e di quadro, è possibile ricavare ai capi della resistenza R dei guizzi di tensione che possono quindi essere utilizzati per la sincronizzazione orizzontale dell'immagine in ricezione.

E' chiaro che se un condensatore C viene caricato in serie con una resistenza di alto valore (ad es. R = 1 Mohm) costituendo cioè alla carica un circuito di grande costante di tempo, quindi scaricato sopra una resistenza di basso valore (ad es.



a)



b)

Fig. 65. — Tensione R_R, V_L e corrente i_L di scarica a) e carica b) in un circuito di una induttanza L e di una resistenza R in serie.

10 kohm) costituendo cioè alla scarica un circuito di piccola cost. di tempo, si otterrà un fenomeno il cui andamento è rappresentabile con due tratti di curva: il primo è un ramo esponenziale saliente lentamente, rappresentativo della carica in-

completa del condensatore; il secondo è un ramo esponenziale discendente molto ripido che riporta la tensione a zero, potendo il condensatore scaricarsi totalmente in un tempo molto breve; l'andamento globale delle due curve è assimilabile in pratica a quello di una tensione a dente di sega e può vantaggiosamente essere impiegato per la deviazione elettrostatica dei tubi catodici provvisti delle relative placchette.

Se in luogo di un circuito composto di R e C in serie come finora considerato, si prende in esame un circuito composto di una resistenza R in serie con una induttanza L come illustrato in fig. 58-b e in fig. 59-b, si hanno dei fenomeni correlativi a quelli descritti per il caso dei circuiti di fig. 58-a e fig. 59-a; bisogna però sostituire alla tensione ai capi del condensatore la corrente i_L nell'induttanza, quindi la tensione di uscita differenziata v_L si raccoglie ora ai capi dell'induttanza L. Infatti all'applicazione istantanea di una tensione rettangolare ai morsetti 1, 2 del circuito R, L consegue il passaggio di una corrente che, per la autoinduzione della bobina L, non può raggiungere istantaneamente il suo massimo valore costante di regime, ma cresce lentamente secondo una legge esponenziale; analogamente alla tensione durante la carica alle armature del condensatore nel caso del circuito R, C. Dunque all'applicazione della tensione all'entrata del circuito R, L si produce una variazione di corrente che genera un campo magnetico; nelle spire della bobina L si induce una contro f.e.m. che si oppone alla variazione di corrente che l'ha prodotta e alla tensione applicata, la tensione netta attiva per far scorrere la corrente è allora minore di questa. Analogamente quando cessa la tensione di alimentazione il campo magnetico della bobina cede, questa variazione si oppone alla sospensione della alimentazione e genera una f.e.m. di autoinduzione nella L che mantiene per alcun tempo la corrente in circuito dopo che la tensione all'entrata è stata soppressa.

In fig. 65-a si sono riportati i grafici della corrente i_L della tensione v_L ai capi dell'induttanza L (uscita differenziata) e della tensione v_R ai capi della resistenza R (uscita integrata) in funzione del tempo computato in unità di costante di tempo L/R, nei periodi di scarica del circuito su se stesso. Analogamente in fig. 65-b si sono riprodotte le stesse grandezze relativamente ai periodi di carica, quando cioè agisce una tensione V applicata di ampiezza costante.

Nella pratica il circuito R, L trova assai minor impiego del

circuito R, C nella realizzazione di reti differenzianti o integranti per i seguenti motivi:

1) La resistenza ohmica dell'avvolgimento costituente la induttanza non è trascurabile ed è causa di distorsione nella forma d'onda ottenuta all'uscita.

2) Il circuito può entrare in autooscillazione sulla frequenza di risonanza propria della bobina e della sua capacità distribuita.

3) Non si può ottenere un'ampia gamma di costanti di tempo L/R (ciò che è possibile col circuito R, C), perchè generalmente la resistenza della bobina aumenta colla sua induttanza, per cui il rapporto di queste due grandezze varia lentamente entro limiti non sufficientemente ampi.

Ricordiamo comunque che dall'analisi matematica risulta che la costante di tempo di un circuito RC a due cellule in cascata risulta uguale a circa due volte e mezza la costante di tempo di una sola cellula, ossia $\tau = 2{,}5\ RC$; analogamente la costante di tempo di un circuito RC a 3 cellule in cascata vale circa 5 volte la costante di tempo di una sola cellula, ossia $\tau = 5\ RC$.

Di questa proprietà si approfitta nei circuiti integratori separatori del segnale di sincronismo verticale, disponendo due o tre cellule RC in cascata; questa disposizione circuitale migliora il filtraggio dell'impulso integrato ed elimina quindi qualsiasi seghettatura della forma d'onda di uscita, i cui contorni risultano netti e ben definiti.

LEZIONE XVI

SEPARAZIONE DEGLI IMPULSI ORIZZONTALI DAL SINCRO.

La separazione, ad opera del circuito differenziatore a resistenza e capacità di breve costante di tempo, degli impulsi di sincronizzazione orizzontale dal segnale totale supersincrono avviene come indicato in fig. 66 relativa all'analisi dei quadri dispari.

Non tutti gli impulsi della tensione v_R vengono utilizzati per la sincronizzazione orizzontale; per essa è sufficiente un solo impulso per ogni riga e precisamente gli impulsi segnati 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13 distanziati tra loro di un periodo di riga.

I picchi segnati 2', 3', 4', 5', 6', 7', 8', 9', 10' servono per la sincronizzazione orizzontale del quadro successivo (pari). Anzitutto gli impulsi di polarità negativa generati dalla brusca variazione di corrente in circuito in corrispondenza dei fronti discendenti posteriori degli impulsi rettangolari, non sono sfruttabili per la sincronizzazione, perchè il loro spaziamento non è costante e sempre diverso dal periodo di riga per tutto l'intervallo di tempo intercorrente fra il primo e l'ultimo impulso egualizzatore; ciò è conseguenza del fatto che i vari tipi di impulsi rettangolari hanno larghezze diverse e quindi i loro tratti discendenti si trovano equidistanti nello spazio e nel tempo solo per impulsi dello stesso tipo, mentre non lo sono più per impulsi di tipo diverso (sincronizzanti di riga, egualizzatori, divisori larghi durante la sincronizzazione verticale). Quindi sarà necessario provvedere nei circuiti un dispositivo che elimini siffatti guizzi negativi. Si faccia attenzione che mentre nella fig. 66 i guizzi utili sono quelli di polarità positiva, ciò non è strettamente indispensabile, perchè il generatore di deviazione orizzontale può

essere costruito in modo da richiedere per il suo funzionamento guizzi di polarità negativa. In altri termini i guizzi utili sono quelli generati dai fronti iniziali degli impulsi rettangolari tutti rigorosamente e costantemente equidistanti di un periodo di riga; se detti fronti sono ascendenti (trasmissione e modulazione negative) i guizzi utili hanno polarità positiva, mentre

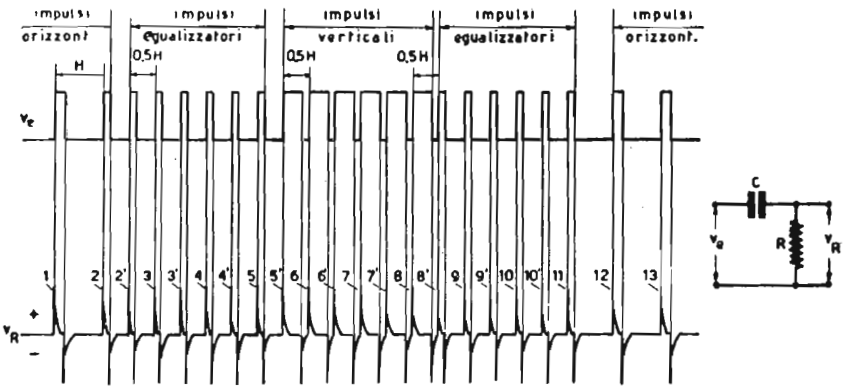


Fig. 66. — Tensioni di entrata e di uscita del circuito differenziatore per la separazione degli impulsi sincronizzanti orizzontali dal supersincro.

se sono discendenti (trasmissione e modulazione positive) i guizzi utili hanno polarità negativa.

I guizzi di corretta polarità (positivi in fig. 66), generati dai fronti salienti anteriori degli impulsi egualizzatori dispari e divisori larghi dispari, capitano a metà di una linea di scansione orizzontale, quindi si potrebbe pensare, a prima vista, che compiano la stessa funzione dei guizzi desiderati e generati dai rettangoli pari, ne conseguirebbe che il generatore di deviazione verrebbe comandato con una frequenza doppia di quello di riga, ciò che equivarrebbe ad avere un numero doppio di righe sul quadro del tubo R.C. durante quest'intervallo nella soppressione verticale.

Fortunatamente così non è, perchè per il pilotaggio del generatore di deviazione occorre una tensione molto maggiore al centro del suo ciclo, che non alla fine, per cui la tensione di uscita differenziata v_R è sufficiente al pilotaggio verso la fine del ciclo mentre non lo è più al centro; pertanto l'effetto dei guizzi inframmezzati 2', 3' ... 10' rimane completamente neutralizzato e il generatore di deviazione produce i denti di sega alla esatta frequenza di riga. E' appena utile avvertire che nel quadro successivo le sorti dei guizzi si invertono: cioè nell'analisi di un quadro pari i guizzi utili saranno 2', 3' ... 10' generati da-

gli impulsi rettangolari egualizzatori e divisori dispari, mentre resteranno inattivi i guizzi 2, 3 ... 10 generati dai rettangoli pari. Il pericolo della frequenza doppia dei guizzi durante il periodo di spegnimento verticale, in uso con la differenziazione è praticamente dannoso solo per i così detti « ricevitori flessibili », cioè per quei ricevitori progettati per la ricezione di diversi standard, perchè in essi l'oscillatore di deviazione può agire con velocità doppia, se il segnale sincronizzante applicato ha ampiezza sufficiente a farlo agire con frequenze variabili nel rapporto di 2 a 1 o più. Nel caso normale in cui l'oscillatore di deviazione ha una propria frequenza di oscillazione, la sua stabilità è sempre sufficiente ad impedire oscillazioni su frequenze metà o doppie di quella predisposta, che è leggermente inferiore a quella sincronizzante applicata. Allora, per l'uso della differenziazione, è sufficiente che la frequenza del generatore di deviazione sia compresa fra 0,5 e una volta quella sincronizzante esterna.

Quindi la differenziazione del segnale standard genera una sorta di guizzi sincronizzanti che non è alterata praticamente dagli impulsi verticali ed è perciò vantaggiosamente applicabile ai ricevitori privi di controllo manuale di frequenza orizzontale. Nei riguardi dell'immunità dai disturbi la differenziazione, pur non consentendola al massimo grado, si è dimostrata soddisfacente nell'uso pratico.

Il metodo di sincronizzazione orizzontale per differenziazione è certamente il più diffuso, ma non l'unico. Tale sincronizzazione è ottenibile in modo più semplice applicando direttamente tra griglia e catodo dell'oscillatore bloccato generatore di deviazione il segnale standard senza alcun circuito differenziatore o integratore interposto. Questo sistema è noto con l'appellativo di « sincronizzazione orizzontale tale e quale ». Essendo i fronti anteriori di tutti gli impulsi uguali per tutti i cicli di deviazione orizzontale ed i soli efficaci con questo metodo, è necessario rendere inattivi i fronti posteriori (che differiscono tra loro) dei vari tipi di impulsi, per ottenere la sincronizzazione orizzontale inalterata.

Poichè gli impulsi larghi verticali distano tra di loro dell'8% del periodo di riga, gli estremi finali di essi capitano a questa distanza dall'estremo iniziale utile dell'impulso prossimo successivo; quindi per evitare l'affetto della frequenza doppia, è sufficiente che la frequenza propria dell'oscillatore di deviazione sia fatta uguale a $(0{,}92 \div 1)\ f_o$, dove f_o è la frequenza di sincronizzazione orizzontale di riga.

Si accenna infine alla sincronizzazione per leggera integrazione con circuiti a R e C o altrimenti costituiti.

Così, se si impiega uno stadio integratore a resistenza e capacità con costante di tempo uguale al 3% del periodo di riga, gli impulsi egualizzatori integrati subiscono una riduzione del 20% rispetto ai normali impulsi orizzontali integrati. Questo inconveniente può essere evitato con l'adozione di uno stadio a RC integratore opportunamente compensato con induttanza, col quale si ottengono gli impulsi egualizzatori integrati della stessa ampiezza di quelli orizzontali normali.

L'uso dell'integrazione per la sincronizzazione orizzontale comporta un ritardo di pilotaggio dell'oscillatore, in funzione della frequenza propria di questo; ne consegue che il ritorno di riga del raggio catodico deve avvenire in un tempo minore. Sono stati perciò studiati dei circuiti che possono provvedere al pilotaggio degli oscillatori bloccati di deviazione in anticipo sull'impulso sincronizzante. Tali dispositivi, basati sul principio del controllo automatico di frequenza, trovano impiego sui ricevitori di alta qualità, in cui è desiderata l'integrazione per i requisiti di indipendenza dai disturbi, che essa permette di raggiungere. Nei ricevitori economici si è introdotto l'uso di amplificatori di sincronizzazione a ridotta risposta alle alte frequenze, i quali incorporano una certa integrazione; per prevenire in tal caso l'interferenza del segnale immagine nella regione del sincronismo orizzontale, si ritiene utile che il tratto orizzontale dell'impulso di spegnimento precedente l'impulso sincronizzante orizzontale, abbia una durata pari almeno al 2% del periodo di riga. Riassumendo:

— Per la sincronizzazione orizzontale ottenibile per differenziazione il segnale standard richiede che la frequenza propria dell'oscillatore di deviazione sia uguale a $(0{,}5 \div 1)\ f_o$, essendo f_o la frequenza di sincronismo orizzontale.

— Gli impulsi orizzontali differenziati non risentono l'influenza del verticale.

— Per l'uso « tale e quale » la frequenza propria dell'oscillatore di deviazione deve essere uguale a $(0{,}9 \div 1)\ f_o$.

— Col segnale standard l'effetto del verticale nell'uso « tale e quale » si manifesta con un lieve aumento di sensibilità ai disturbi durante gli stretti impulsi egualizzatori.

— L'effetto del verticale sull'orizzontale dopo l'integrazione comporta la riduzione all'80% degli impulsi orizzontali se l'integrazione avviene con circuito RC, mentre non si la-

menta nessuna riduzione se l'integrazione è effettuata con circuito *RCL*.

Separazione degli impulsi verticali dal sincro.

Si è visto al paragrafo precedente come, applicando all'ingresso di un circuito differenziatore di piccola costante di tempo rispetto alla durata degli impulsi orizzontali, il segnale sincro completo, si ottenga una forma d'onda a guizzi opportuna

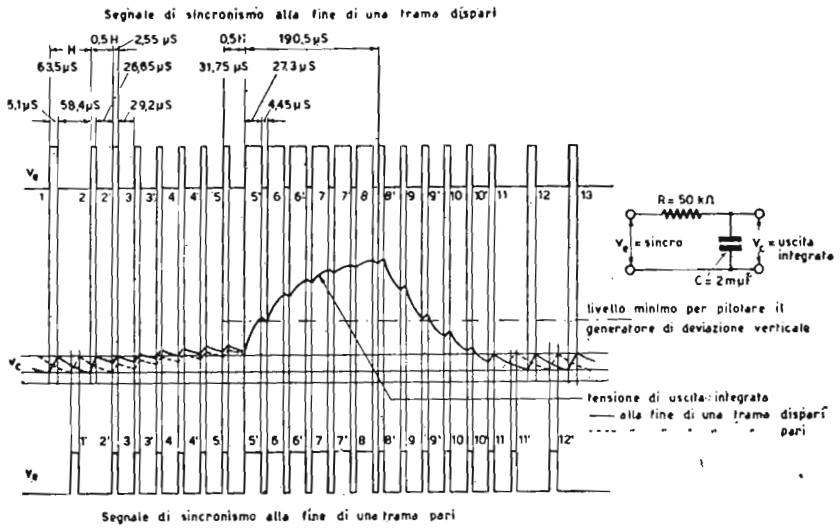


Fig. 67. — Separazione della forma d'onda del segnale di sincronizzazione verticale dal totale sincro, per mezzo di un circuito integrante di costante di tempo uguale a 100 microsec.

per il pilotaggio del generatore di deviazione di riga. Analogamente, applicando lo stesso segnale sincro all'ingresso di un circuito integratore di costante di tempo grande rispetto alla durata degli impulsi orizzontali, ma minore della durata degli impulsi completi di sincronizzazione verticale, è possibile ottenere all'uscita una forma d'onda grossolanamente triangolare opportuna per il pilotaggio del generatore di deviazione del quadro. Assumendo in fig. 67: $R = 50$ kohm, $C = 2$ mμF, si ha per la costante di tempo *RC* il valore di 100 μsec, che è grande rispetto alla durata di 5,75 e 2,9 μsec degli impulsi orizzontali ed egualizzatori rispettivamente, mentre è piccola rispetto alla durata di 192 μsec degli impulsi verticali, composti ciascuno di 6 impulsi (1) larghi di durata 26,9 μsec ed intervallati di 5,1

(1) Lo standard italiano è stato aggiornato a 5 impulsi secondo i diagrammi a pag. 17-18 della Dispensa 4ª.

μsec tra loro. Il comportamento del circuito è rappresentato nella fig. 67 stessa, ed è il seguente: quando all'ingresso del circuito integrante viene applicato un normale impulso orizzontale (segnato 1 in fig. 67 in alto) di durata 5,75 μsec il condensatore assume una piccola carica corrispondente a circa il 5% della tensione applicata (v. fig. 62-b), quindi una tensione v_c appare all'uscita del circuito. Nell'intervallo di 58,25 μsec, intercedente tra gli impulsi 1 e 2, il condensatore si scarica quasi completamente, per cui si può ritenere che la tensione alle sue armature si riduca al piccolo valore che aveva all'inizio dell'impulso 1.

L'incidenza dell'impulso orizzontale 2 provoca la stessa carica precedente di circa il 5% della tensione applicata. Cessato l'impulso 2 il condensatore inizia nuovamente a scaricarsi, ma dopo 26,25 μsec, cioè a mezza riga dall'inizio dell'impulso 2, interviene il primo impulso egualizzatore 2'; questo fatto comporta che il condensatore cessa la sua scarica ad una tensione sensibilmente più alta di quella esistente all'inizio del ciclo, e riceve un nuovo impulso caricante per la durata di 2,9 μsec dell'impulso egualizzatore. La carica conseguente è di pochi % della tensione applicata.

Nell'intervallo di 29,1 μsec che segue, tra la fine dell'impulso 2' e l'inizio dell'impulso 3, il condensatore si scarica all'incirca al valore di tensione esistente all'inizio di 2'. Il fenomeno si ripete con lo stesso andamento per gli impulsi applicati 3', 4, 4' e 5.

L'arrivo del 1° impulso largo verticale 5' di durata 26,9 μsec provoca una carica supplementare del 27,3% della tensione all'entrata (v. ancora fig. 62-b). Il condensatore si scarica per il tempo di 5,1 μsec fra gli impulsi larghi 5' e 6, tempo in cui non è applicata nessuna tensione all'ingresso del circuito integrante; la scarica è però molto modesta per la breve durata delle divisioni tra gli impulsi larghi. Il secondo impulso largo 6 trova quindi il condensatore già sensibilmente caricato e gli comunica una nuova carica analoga a quella fornitagli dall'impulso 5'.

Alla fine dell'impulso 6 la carica è quasi raddoppiata rispetto alla fine del 5'. Segue una piccola trascurabile scarica e il fenomeno si ripete per tutti i sei impulsi larghi fino all'intervento dell'impulso egualizzatore 8'. Durante l'impulso verticale (suddiviso in 6 larghi) la tensione alle armature del condensatore è a n d a t a complessivamente aumentando con legge grossolanamente esponenziale, presentando delle discontinuità

dovute alle suddivisioni dell'impulso di quadro. L'egualizzatore 8' comunica ancora una piccola carica al condensatore per la durata di 2,9 μsec; successivamente ha luogo una scarica che, protraendosi per 29,1 μsec, riduce la tensione a circa il 70% del suo valore nell'istante in cui è cessato l'impulso 8'. Durante il periodo occupato dai rimanenti impulsi egualizzatori 9, 9', 10, 10' e 11 la carica del condensatore diminuisce sensibilmente in corrispondenza degli intervalli tra gli impulsi, mentre aumenta in modo trascurabile per la presenza di questi ultimi.

Il primo impulso orizzontale regolare 12 dopo gli egualizzatori, in fig. 67, è preceduto da una scarica lunga 61,1 μsec corrispondente ad un intero periodo di riga diminuito della durata dell'egualizzatore 11, nel quale tempo la tensione v_c si porta ad un valore che si approssima a quello iniziale al tempo dell'impulso 1; tale valore sarà rapidamente raggiunto dopo poche righe, prima che sia ultimato il periodo di soppressione verticale.

Riassumendo: gli impulsi di riga ed egualizzatori sono praticamente senza effetto sul circuito integratore, in quanto la tensione v_c di uscita dovuta ad essi è trascurabile e in ogni caso assolutamente insufficiente a pilotare il generatore di deviazione verticale. Il circuito integrante è invece sensibile all'azione degli impulsi verticali, per cui, attraverso una successione di forti cariche e di deboli scariche che si sommano, la tensione v_c raggiunge i valori necessari al pilotaggio del generatore di deviazione; al cessare dell'ultimo impulso largo verticale, la tensione v_c va gradatamente diminuendo attraverso una successione di forti scariche e di deboli cariche, con discontinuità e si riporta a poco a poco al valore iniziale praticamente nullo. La forma della tensione integrata durante la sincronizzazione verticale è grossolanamente triangolare colla base orizzontale, col lato ascendente presentante una convessità rivolta all'esterno e col lato discendente presentante una concavità rivolta all'esterno; entrambi questi due lati sono seghettati per la presenza delle piccole scariche e delle piccole cariche rispettivamente dovute agli intervalli tra gli impulsi larghi durante la salita e agli impulsi egualizzatori durante la discesa.

Si noti che la parte superiore della fig. 67 rappresenta la situazione alla fine di un quadro dispari, perchè il periodo di soppressione verticale inizia col primo impulso egualizzatore (segnato 2') a metà dell'ultima riga utile; perciò la forma d'onda della tensione integrata v_c compresa tra gli impulsi 5' e 11

serve per iniziare il quadro pari successivo a quello ultimato coll'impulso orizzontale 2. Il quadro pari immediatamente successivo termina con una riga comandata dal normale impulso orizzontale 1' incidente a metà tra gli impulsi 1 e 2 di fig. 67 e distante dal primo impulso egualizzatore 2' di un intero periodo H di riga. E' evidente che da 2' fino a 11 la situazione si presenta simmetrica al caso dei quadri dispari precedente e questo in virtù degli impulsi egualizzatori. Ciò che conta è che tra 2' e 11 le cariche coincidono con le cariche, e le scariche coincidono con le scariche sia per i quadri dispari, sia per i quadri pari. La coincidenza tra le forme d'onda della vc è perfetta nei due casi da 5' a 11, come mostra la fig. 67 al centro, in cui si è segnato a tratto continuo la forma d'onda della tensione vc integrata relativa alla fine dei quadri dispari e con linea tratteggiata la forma d'onda alla fine dei quadri pari; i due triangoli sono ivi perfettamente sovrapponibili. Tale simmetria è necessaria per il mantenimento dell'interlacciato, che potrebbe essere distrutto dalle pur modeste disimmetrie, che si verificherebbero durante la sincronizzazione verticale se gli impulsi egualizzatori non esistessero. La fig. 68 mostra ciò che avverrebbe se l'ultima ipotesi fosse verificata, cioè in assenza di extra impulsi di egualizzazione; in essa si è mantenuta la stessa grafia di fig. 67. Si rileva agevolmente che la forma triangolare in corrispondenza della sincronizzazione verticale non è sovrapponibile nei due casi; in tali condizioni come si è detto, l'interlacciato può risultare completamente distrutto.

Ben peggiore sarebbe la situazione se, oltre all'assenza degli impulsi egualizzatori, l'impulso verticale di quadro fosse intagliato con impulsi alla frequenza di riga, anzichè a frequenza doppia di questa. Infatti le cariche e scariche del condensatore per tutta la durata delle tre righe di detto impulso risulterebbero sfalsate di mezza riga per i quadri pari rispetto a quelli dispari; la tensione integrata assumerebbe quindi in tale periodo di tempo forme non sovrapponibili, risultando le cariche dei quadri dispari intersecate a metà dalle scariche dei quadri pari. E' evidente che in tali condizioni il mantenimento dell'interlacciato sarebbe impossibile.

Ripetiamo ancora una volta che la ragione dell'uso degli impulsi egualizzatori è quella di ottenere nello spazio e nel tempo una identica tensione integrata, per il pilotaggio del generatore di deviazione verticale, allo scopo di garantire un per-

fetto interlacciato, ed abbiamo dimostrato come con tale uso si raggiunge l'intento.

Nell'esempio di fig. 67 la costante di tempo del circuito integratore è stata scelta uguale a 100 μsec, valore corrispondente a circa una riga e mezza e che può ritenersi ancora breve rispetto alla durata del totale impulso sincronizzante verticale. Per l'isolamento del triangolo integrato di quadro la costante

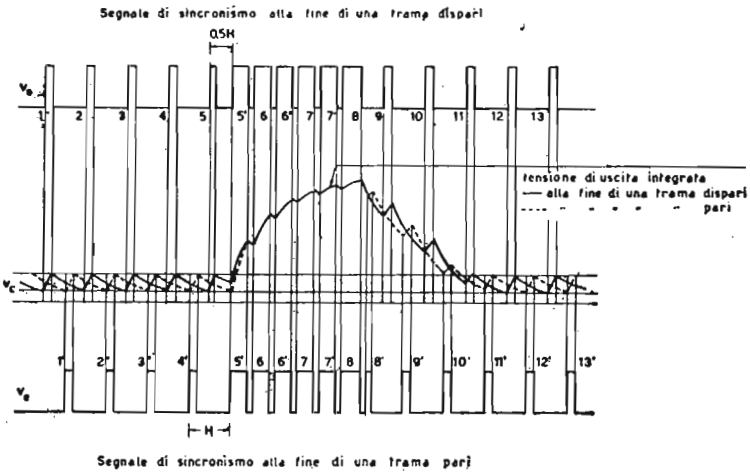


Fig. 68. — Condizioni di errato interlacciamento. (Si legga « quadro » al

di tempo del relativo circuito si ritiene breve quando ha la durata di circa una riga, media quando equivale a circa tre righe, lunga quando è dell'ordine di sei righe.

Lo standard europeo bene si adatta all' integrazione con breve costante di tempo mantenendo con grande precisione il passo degli impulsi, data la forma d'onda generata con fronte relativamente ripido, che raggiunge il suo massimo nel tempo dell'ordine di una riga. Gli impulsi egualizzatori svolgono qui un ruolo essenziale nel provvedere un alto grado di simmetria per i segnali verticali consecutivi. La presenza delle suddivisioni nell'impulso verticale riduce l'energia a circa l'84% di quella di un'onda rettangolare non intagliata di pari ampiezza e durata.

L'uso dell'integrazione a media costante di tempo, genera un impulso simmetrico col tratto saliente meno ripido, ma con maggiore insensibilità ai disturbi di alta frequenza a motivo della più stretta banda di frequenza ammessa. Questo modo si realizza in pratica con tre circuiti integranti in cascata a resistenza e capacità con costante di tempo di 41 μsec ciascuno

(R = 8200 ohm; C = 5 mμF); la costante di tempo complessiva così ottenuta è circa 5 volte quella di un singolo circuito, cioè si aggira intorno ai 200 μsec. Se in luogo di tre circuiti in cascata, se ne usano solamente due, la costante di tempo risultante è praticamente due volte e mezza quella di un singolo circuito, cioè circa 100 μsec. L'uso di sezioni addizionali migliora il filtraggio dell'impulso integrato di sincronizzazione verticale. Viene con tal mezzo eliminato qualsiasi increspamento della forma d'onda integrata, che assume dei contorni ben netti e continui.

L'integrazione a lunga costante di tempo comincia a introdurre con lo standard europeo, una leggera dissimmetria, ma in compenso riduce l'ampiezza dei disturbi ad alta frequenza.

Se la costante di tempo superasse di molto la durata di sei righe, cioè se fosse lunghissima, non si avrebbe tensione sufficiente all'uscita del circuito integratore, perchè il condensatore non potrebbe assumere una carica apprezzabile durante i 192 μsec in cui persiste l'impulso di sincronizzazione verticale nel segnale sincro.

Col segnale europeo è vantaggioso operare una notevole riduzione della banda passante prima di entrare nel circuito separatore verticale, mediante separati circuiti seguiti ciascuno da amplificatori limitatori per l'eliminazione del video-immagine, circuiti che non trasmettono gli impulsi orizzontali. Con tale metodo la banda passante al separatore verticale vero e proprio è limitata tra 60 e 4000 Hz, mentre in assenza dei circuiti e dei limitatori suddetti la banda avrebbe la larghezza da 60 Hz a 600 kHz. E' evidente la riduzione dei disturbi che ne consegue per il verticale.

Si noti che il sincronismo verticale è molto più stabile del sincronismo orizzontale di fronte a disturbi violenti. Il fatto trova una spiegazione nel valore più alto della frequenza del sincronismo orizzontale, che richiede una maggior precisione di mantenimento del passo degli impulsi, che a sua volta deve essere ottenuto con una banda di frequenza più ampia, dando così adito a maggiori disturbi.

Domande alle quali l'allievo deve rispondere

NORME. — Per ogni domanda, sono già indicate quattro risposte, **(a, b, c, d)** una delle quali è l'esatta. L'allievo dovrà segnare con un tratto a penna o matita una delle quattro lettere **a, b, c, d,** riportate nella colonna a fianco della domanda per indicare qual'è la risposta da lui ritenuta esatta.

ESEMPIO

(la risposta **d** è quella ritenuta esatta) a): b): c): ~~d)~~

DOMANDA	RISPOSTE (segnare quella che si ritiene esatta)
1. Quando si dice che un'immagine TV possiede « gamma » unitario? **a)** quando le varie luminosità delle aree componenti l'immagine sono in scala logaritmica; **b)** quando la variazione è identica sia nella scena originale che in quella riprodotta; **c)** quando la sensazione visiva prodotta tramite l'occhio umano, è inversa alla legge di Fechner; **d)** quando il contrasto è costante entro determinati limiti di luminosità.	a): b): c): d)
2. Il « gamma » medio di un'immagine TV data da un tubo catodico è di: **a)** 0,5; **b)** 4; **c)** 2; **d)** 6.	a): b): c): d)
3. Per ottenere sullo schermo fluorescente di un televisore un'immagine con un « gamma » uguale a circa 1,5 (valore migliore) si ricorre generalmente alla procedura: **a)** correggere l'intera catena di trasmissione (ridurre il gamma) in modo da conseguire il valore finale desiderato; **b)** realizzare tubi catodici con gamma uguale a 1,5; **c)** usare tubi analizzatori da presa speciali a basso « gamma »; **d)** usare ricevitori TV con circuiti speciali.	a): b): c): d)
4. Perchè è necessaria la reinserzione della comp. continua in un ricevitore TV? **a)** perchè viene persa nei circuiti a video-frequenza dopo la rivelazione; **b)** perchè migliora	

la luminosità delle immagini; **c)** perchè aumenta il contrasto; **d)** perchè riduce il contrasto. **a): b): c): d)**

5. Perchè i segnali sincronizzanti pur essendo trasmessi assieme ai segnali video, non sono visibili? **a)** perchè vengono separati prima di giungere al tubo catodico; **b)** perchè non agiscono sulla luminosità dello « spot », essendo nella direzione « oltre il nero », cioè nella zona della estinzione dello « spot »; **c)** perchè vengono soppressi; **d)** perchè vengono invertiti. **a): b): c): d)**

6. In un'analisi televisiva a righe progressive quante immagini complete al secondo si avrebbero, secondo le norme dello « standard » italiano?
a) 25; **b)** 50; **c)** 30; **d)** 60. **a): b): c): d)**

7. In un'analisi televisiva a righe interlacciate quante immagini complete al secondo si avrebbero, secondo le norme dello « standarl » italiano?
a) 25; **b)** 50; **c)** 30; **d)** 60. **a): b): c): d)**

8. In un'analisi televisiva a righe progressive quante immagini complete al secondo si avrebbero, secondo le norme dello « standard » americano R.M.A.?
a) 25; **b)** 50; **c)** 30; **d)** 60. **a): b): c): d)**

9. In un'analisi televisiva a righe interlacciate, quante immagini complete al secondo si avrebbero secondo le norme dello « standard » americano R.M.A.?
a) 25; **b)** 50; **c)** 30; **d)** 60. **a): b): c): d)**

10. Supposta una frequenza video massima di 5 MHz nello « standard » TV italiano con analisi a righe interlacciate, quale diverrebbe tale frequenza passando ad un'analisi a righe progressive di identico numero di righe e di identico numero di quadri al secondo?
a) 7,5 MHz; **b)** 10 MHz; **c)** 3 MHz; **d)** 6 MHz. **a): b): c): d)**

11. Il segnale sincro lungo di quadro dello « standard » TV italiano, quanti intagli possiede?
a) 4; **b)** 6; **c)** 3; **d)** 8. **a): b): c): d)**

12. Gli intagli del segnale sincro di quadro di cui alla domanda precedente (11) di quanto sono spaziati?
a) 1 periodo di riga; **b)** mezzo periodo di riga; **c)** ¼ di periodo di riga; **d)** 2 periodi di riga. **a): b): c): d)**

13. Quanti sono i segnali sincro equalizzatori in ciascuno dei due gruppi che precedono e seguono il segnale sincro di quadro di cui alla domanda precedente?
a) 4; **b)** 5; **c)** 6; **d)** 7. **a): b): c): d)**

14. Di quanto sono spaziati i segnalini equalizzatori di cui alla precedente domanda (13)?
a) ½ periodo di riga ; **b)** 1 periodo di riga ; **c)** 2 periodi di riga; **d)** 5 periodi di riga. **a): b): c): d)**

15. I segnali di soppressione che fanno parte del segnale video-composto sono mescolati:
a) al solo sincro di riga; **b)** al solo sincro di quadro; **c)** ad entrambi i sincro di riga e quadro; **d)** al segnale audio.

a); b); c); d)

16. L'effetto del segnale di soppressione è di:
a) sopprimere i segnali sincronizzanti in un determinato momento; **b)** sopprimere le righe di ritorno orizzontali e verticali estinguendo lo « spot » durante tali istanti; **c)** sopprimere i segnali audio; **d)** sopprimere i disturbi.

a); b); c); d);

17. Sulla griglia di controllo del tubo catodico ricevente esiste generalmente:
a) il segnale video composto inalterato come esce dal rivelatore (cioè comprendente i segnali video, sincro e soppressione); **b)** il solo segnale video; **c)** i soli segnali sincro; **d)** i soli segnali di soppressione;

a); b); c); d);

18. Per quale motivo risulta relativamente facile la separazione dei segnali sincro dal segnale video?
a) per la diversa frequenza; **b)** per la diversa forma; **c)** per la diversa fase; **d)** per la diversa direzione ed ampiezza, preso il livello nero come base.

a); b); c); d);

19. La separazione dei segnali sincro-riga (orizzontali) da quelli sincro-quadro (verticali) viene generalmente effettuata mediante:
a) circuiti trappola; **b)** filtri di banda; **c)** circuiti differenziatori e integratori; **d)** tubi elettronici speciali.

a); b); c); d);

20. I circuiti differenziatori ed integratori sono generalmente basati sul comportamento di:
a) circuiti sintonizzati; **b)** complessi a resistenza-capacità (**RC**); **c)** circuiti elettronici speciali; **d)** circuiti limitatori.

a); b); c); d);

21. Un circuito integratore viene generalmente impiegato come selezionatore dei segnali:
a) sincro-riga; **b)** sincro-quadro; **c)** soppressori; **d)** equalizzatori.

a); b); c); d);

22. Qual'è l'effetto di un circuito integratore?
a) dare origine ad una tensione continua progressivamente crescente, necessaria per l'esatto innesco dell'oscillatore verticale di quadro; **b)** dare origine ad un segnale rettangolare di controllo; **c)** raddoppiare la frequenza del segnale sincro-riga; **d)** raddrizzare la frequenza del segnale sincro-quadro.

a); b); c); d);

23. Qual'è l'effetto di un circuito differenziatore?
a) dare origine ad una serie di guizzi di tensione alla frequenza di riga (15625) e di mezza riga (31250); **b)** sopprimere i segnali sincro-quadro; **c)** sopprimere i segnali video; **d)** controllare la frequenza di quadro.

a); b); c); d);

24. Per controllare (innescare) l'oscillatore orizzontale alla frequenza di riga, si adotta generalmente:
a) un circuito differenziatore; **b)** un circuito integratore; **c)** un circuito filtro; **d)** un diodo polarizzato.

a): b): c): d):

25. Per controllare (innescare) l'oscillatore verticale alla frequenza di quadro si adotta generalmente:
a) un commutatore elettronico; **b)** un circuito integratore; **c)** un circuito differenziatore; **d)** un circuito compensatore.

a): b): c): d):

26. La separazione fra segnali sincro e segnali video si effettua mediante:
a) diodi o triodi; **b)** circuiti accordati; **c)** circuiti di blocco; **d)** circuiti **RC.**

a): b): c): d):

27. Il pennello elettronico impiegato nei tubi analizzatori da presa e nei tubi catodici riceventi è generato:
a) da un catodo fotoemittente; **b)** da un catodo termoionico; **c)** da una carica elettrica; **d)** da un corpo radio attivo.

a): b): c): d):

28. Qual'è la funzione dell'elettrodo di controllo (o griglia) in un tubo catodico ricevente?
a) focalizzare il pennello elettronico; **b)** concentrare il pennello elettronico; **c)** variare l'intensità del pennello elettronico, variando così la luminosità dello « spot » sullo schermo fluorescente; **d)** deflettere il pennello elettronico.

a): b): c): d):

29. Qual'è la funzione del proiettore elettronico o « gun » in un tubo catodico ricevente?
a) produrre il pennello elettronico; **b)** deflettere il pennello elettronico; **c)** mantenere il vuoto nell'interno del tubo; **d)** variare la colorazione dell'immagine.

a): b): c): d):

30. Lo schermo fluorescente del tubo catodico ricevente è reso luminoso da:
a) un campo elettrostatico; **b)** un campo elettromagnetico; **c)** dal pennello elettronico; **d)** da una sorgente di calore.

a): b): c): d):

31. La bobina od il magnete di focalizzazione in un tubo catodico agisce come:
a) una lente elettromagnetica divergente; **b)** una lente elettrostatica divergente; **c)** una lente elettromagnetica convergente; **d)** una lente elettrostatica convergente.

a): b): c): d):

32. Le bobine di deflessione in un tubo catodico ricevente servono:
a) a concentrare il pennello elettronico; **b)** a controllare la luminosità dello « spot »; **c)** a deflettere il pennello elettronico; **d)** ad accelerare gli elettroni del pennello catodico.

a): b): c): d):

33. Il colore dello schermo fluorescente di un tubo catodico ricevente dipende:

a) dalla tensione anodica più o meno intensa; b) dal campo elettrostatico di concentrazione del pennello; c) dal campo elettromagnetico di concentrazione del pennello; d) dalla composizione del « fosforo » costituente lo schermo. a): b): c): d):

34. L'ottica elettronica studia e disciplina:
a) un flusso di elettroni in ambiente vuotato di aria ed ogni altro gas; b) un raggio di luce; c) un flusso di raggi infrarossi; d) un flusso di raggi untravioletti. a): b): c): d):

35. Un circuito differenziatore **RC**, usato per la separazione dei segnali sincro-riga (orizzontali) ha una costante di tempo dell'ordine di:
a) 60 microsecondi; b) 30 microsecondi; c) 10 microsecondi; d) 1 microsecondo. a): b): c): d):

36. Un circuito integratore **RC** usato per la separazione dei segnali sincro-quadro (verticali) ha una costante di tempo **RC** dell'ordine di:
a) 1000 microsecondi; b) 100 microsecondi; c) 50 microsecondi; d) 1 microsecondo. a): b): c): d):

37. Che cosa s'intende per costante di tempo **RC**?
a) il tempo richiesto per caricare la capacità **C** alla metà del valore di una determinata tensione che si applica ai capi del circuito **RC**; b) il tempo richiesto per caricare **C** al 63% della tensione applicata ai capi di **RC**; c) il tempo di scarica totale della capacità **C**; d) il tempo per caricare totalmente al pieno valore della tensione applicata ad **RC**, la capacità **C**. a): b): c): d):

38. Qual'è il tempo di durata di un segnale sincro-riga?
a) 1 microsecondo; b) 5 microsecondi; c) 10 microsecondi; d) 60 microsecondi. a): b): c): d):

39. Qual'è il tempo di durata di un segnalino equalizzatore?
a) 1 microsecondo; b) 5 microsecondi; c) 2,5 microsecondi; d) 10 microsecondi. a): b): c): d):

40. Qual'è il tempo di durata di un segnale lungo, intagliato, sincro-quadro?
a) circa 160 microsecondi; b) circa 50 microsecondi; c) circa 1000 microsecondi; d) circa 250 microsecondi. a): b): c): d):

41. Dopo essere stati separati, vagliati dai circuiti differenziatori ed integratori, come vengono usati i segnali sincro di riga e di quadro?
a) per essere inviati alle bobine di deflessione; b) per innescare a tempo prestabilito gli oscillatori di riga e quadro; c) per controllare l'estinzione dello « spot »; d) pel controllo automatico della sensibilità. a): b): c): d):

42. Il divario dalla corretta forma dei segnali sincro di riga e di quadro, può influire sulla efficienza della sincronizzazione?
a) no; b) sì; c) limitatamente al sincro-riga; d) limitatamente al sincro-quadro. a): b): c): d):

Domande e risposte su argomenti trattati nel 3° gruppo di 6 lezioni (Dispense 7ª, 8ª, 9ª,).

DOMANDE

1. E' noto che l'analisi a righe interlacciate presenta il vantaggio di raddoppiare la frequenza d'immagine (portandola da 25 a 50 senza aumentare la frequenza video). Quali sono, per contro gli svantaggi nei rispetti del sistema d'analisi a righe progressive?

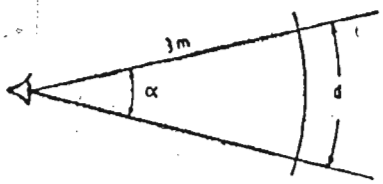
2. Se ricevendo un'immagine televisiva avvertiamo un noioso sfarfallìo nelle zone bianche molto luminose, quale regolazione si deve apportare per ridurre tale inconveniente?

3. Qual'è in ordinata successione il trattamento dei segnali sincro, dopo la rivelazione del segnale video composto, per la loro utilizzazione finale?

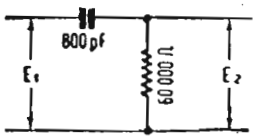
4. Come si calcola l'andamento della curva di carica di una capacità attraverso una resistenza pura?

5. Che cosa si intende per costante di tempo di un circuito **RC**?

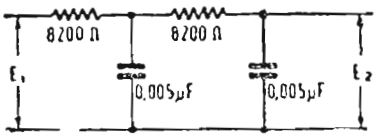
6. Ad una persona venne misurato con appropriati strumenti ottici l'angolo visuale, e venne trovato di minuti 1,5. Qual'è la distanza minima fra due punti (o due righe d'analisi adiacenti) che questa persona può distinguere ad una distanza di 3 m?



7. Se l'entrata di un circuito differenziatore dalle caratteristiche qui riportate si applica un segnale sincronizzante di riga (standard italiano) di determinata ampiezza E_1, quale sarà la percentuale di tale tensione. E_1, ricavata all'uscita del circuito stesso (E_2)?
(Si sottintende di considerare la sola fondamentale della frequenza di riga).



8. Analogamente al problema precedente ma relativamente ad un circuito integratore dalle caratteristiche qui riportate, calcolare quale sarà in uscita (E_2) la percentuale della tensione applicata all'ingresso (E_1).
(Sempre considerando la sola frequenza fondamentale).



RISPOSTE

1. Il grande svantaggio del sistema di analisi TV a righe interlacciate è quello della difficoltà di ottenere nel ricevitore un perfetto interlacciamento. Se i circuiti del ricevitore non sono ben regolati e messi a punto, è molto facile avere l'« appaiamento » delle righe che può essere totale (cioè le righe dispari sovrapposte alle righe pari) ed in tal caso la finezza d'analisi viene ridotta da 625 righe a sole 312 righe, ovvero può essere parziale ed in tal caso le righe non appaiono equidistanti fra di loro, bensì avvicinate a due a due.
Inoltre l'interlacciamento può verificarsi in modo intermittente dando luogo ad un fastidioso tremolìo delle righe.
Il sistema di analisi a righe progressive è invece totalmente immune da tali inconvenienti ed è perciò da preferirsi quando non vi siano limitazioni della larghezza di banda delle video frequenze trasmesse (ad esempio nella TV industriale in circuito chiuso e nella registrazione di film col sistema TV).

2. Occorre ridurre la luminosità dell'immagine poichè la sensibilità dell'occhio allo sfarfallìo dipende dall'intensità luminosa che lo colpisce.

3. Anzitutto occorre separarli dal segnale video, mediante circuiti a diodo o triodo. Poi si procede alla separazione reciproca dei due segnali sincro-riga e sincro-quadro, mediante circuiti differenziatori ed integratori.

4. Mediante la formula

$$E_c = V\,(1 - \varepsilon^{-(t/RC)})$$

ove:
E_c è la tensione ai capi della capacità dopo un tempo **t** in secondi;
V è la tensione iniziale ai capi di **RC**.
R è la resistenza in ohm;
C è la capacità in farad;
ε è la base dei logaritmi neperiani, uguale a 2,7182.

5. Con la dizione « costante di tempo » di un circuito costituito da una resistenza ed una capacità in serie fra di loro, si intende un determinato tempo dopo il quale la capacità raggiunge una determinata tensione di carica o scarica.
Esprimendo la resistenza in **ohm** e la capacità in **farad**, il prodotto

$$RC = t \text{ secondi}$$

rappresenterà tale tempo.
La tensione di carica della capacità al termine di tale tempo (partendo da una carica iniziale nulla) sarà pari al 63% della tensione totale applicata alla capacità. Valori intermedi della tensione di carica della capacità possono ottenersi dalla relazione

$$E_c = V\,(1 - \varepsilon^{-(t/RC)})$$

ove:
E_c è la tensione di carica dopo un tempo **t** in secondi;
V è la tensione applicata;
ε è una costante pari a 2,7182 (base dei logaritmi neperiani).

6. Considerato un angolo α, in un piano verticale, col vertice nella pupilla, il segmento che riunisce i due punti al limite della risoluzione, posti alla distanza di 3 metri, può essere considerato rettilineo e non un archetto di circolo come è in realtà. In tal caso, tale segmento è dato da:

$$d = 2\,\pi r \times \frac{\alpha}{360} \quad (\alpha \text{ in gradi})$$

ovvero

$$d = 2\,\pi r \times \frac{\alpha}{360 \times 60} \quad (\alpha \text{ in minuti})$$

cioè

$$d = \frac{6{,}28 \times 3 \times 1{,}5}{360 \times 60} = \frac{28{,}26}{21600} = 0{,}0013 \text{ metri}$$

La distanza minima di risoluzione a 3 metri è di 1,3 mm.

7. Il circuito differenziatore si può assimilare ad un divisore di tensione nel quale la tensione d'uscita è:

$$E_2 = E_1 \times \frac{R}{Z}$$

ove **Z** rappresenta l'impedenza risultante dalla resistenza di 60 mila ohm in serie con la capacità di 800 micromicrofarad.
La frequenza degli impulsi sincro-riga è, come noto,

$$f_o = 625 \times 25 = 15625 \text{ periodi}$$

allora, la reattanza capacitiva è:

$$X_o = \frac{1}{2\pi f_o C} = \frac{1}{6{,}28 \times 15625 \times 800 \times 10^{-12}} = 12738 \text{ ohm}$$

L'impedenza quindi è data da:

$$Z = \sqrt{\frac{\quad}{12{,}74}^2 + \frac{\quad}{60}^2} = 61{,}8 \text{ kiloohm}$$

si ha allora:

$$E_2 = E_1 \frac{60}{61{,}8}; \text{ cioè } \frac{E_2}{E_1} = 0{,}97\ \%$$

8. Il circuito integratore può considerarsi come un divisore di tensione e cioè:

$$E_2 = E_1 \times \frac{X_o}{Z}$$

ove X_o è la reattanza della capacità e Z è la impedenza risultante dalla resistenza e dalla capacità in serie. La frequenza di riga è ancora 15625 Hz.

Pertanto:

$$X_o = \frac{1}{6{,}28 \times 15625 \times 0{,}005 \times 10^{-6}} = 2090 \text{ ohm}$$

e

$$Z = \sqrt{\frac{\quad}{8200}^2 + \frac{\quad}{2090}^2} = 8510 \text{ ohm}$$

cioè:

$$\frac{E_o}{E_1} = \frac{2090}{8510} = 0{,}245 = 24{,}5 \text{ per cento}$$

all'incirca il 24,5 % della tensione di entrata alla prima sezione del circuito si manifesterà ai capi della prima capacità.

Ai capi della seconda capacità (uscita del circuito) si avrà allora:

$$\frac{E_o}{E_1} = 0{,}245 \times 0{,}245 = 0{,}06 = 6\ \% \text{ circa}$$

Autorizzazione del Tribunale di Milano 16 - 1 - 61 - N. 5502 del Registro
Direttore responsabile ALFONSO GIOVENE - Proprietà della Editrice Il Rostro
Distribuzione in abbonamento postale - Gruppo II
Distribuzione STE - Milano

CORSO
TEORICO - PRATICO DI
TELEVISIONE

DISPENSA

N. 10

SOMMARIO

— Chiave per le risposte alle domande della Dispensa IX (Lezioni XI, XII, XIII, XIV, XV e XVI)

LEZIONE XVII
Separazione degli impulsi verticali con circuito differenziatore.

LEZIONE XVIII
Schemi circuitali per la sincronizzazione dei ricevitori di TV.

TUTTI I DIRITTI RISERVATI ALLA
EDITRICE IL ROSTRO - MILANO

TIPOGRAFIA EDIZIONI TECNICHE - MILANO - VIA BALDO DEGLI UBALDI 6

Chiave per le risposte alle domande della dispensa 6ª (lezioni VI, VII, VIII, IX e X)

1 ..... b)
2 ..... c)
3 ..... a)
4 ..... a)
5 ..... b)
6 ..... a)
7 ..... a)
8 ..... c)
9 ..... c)
10 ..... b)
11 ..... a)
12 ..... b)
13 ..... b)
14 ..... a)
15 ..... c)
16 ..... b)
17 ..... a)
18 ..... d)
19 ..... c)
20 ..... b)
21 ..... b)
22 ..... a)
23 ..... a)
24 ..... a)
25 ..... b)
26 ..... a)
27 ..... b)
28 ..... c)
29 ..... a)
30 ..... c)
31 ..... d)
32 ..... c)
33 ..... d)
34 ..... a)
35 ..... d)
36 ..... b)
37 ..... b)
38 ..... b)
39 ..... c)
40 ..... a)
41 ..... b)
42 ..... b)

LEZIONE XVII

SEPARAZIONE DEGLI IMPULSI SINCROVERTICALI CON CIRCUITO DIFFERENZIATORE.

La differenziazione si presta ad un'agevole separazione degli impulsi verticali da quelli di riga. Si consideri infatti un circuito differenziatore a R e C in serie, alla cui entrata venga applicata una tensione v_C della forma di fig. 1-a composta cioè di due impulsi rettangoli di uguale ampiezza V e di diversa durata. La tensione v_R differenziata, che si forma ai capi di R ha la forma di fig. 1-b in accordo con ciò che si è detto a proposito della figura 63-d. Siano t_1 e t_2 le durate dei due impulsi rispettivamente, e sia $t_2 > t_1$. Alla fine dei due impulsi applicati la v_R presenta due guizzi negativi di ampiezza diversa, il guizzo in corrispondenza dell'impulso largo essendo assai più ampio di quello corrispondente all'impulso stretto. E' evidente che un separatore di ampiezza può realizzare l'isolamento del guizzo maggiore a partire dal livello B fatto coincidere col potenziale di interdizione. Affinchè la separazione sia netta occorre che la differenza $BC = AC - AB$ sia la più grande possibile; ciò avviene per un valore opportuno della costante di tempo RC.

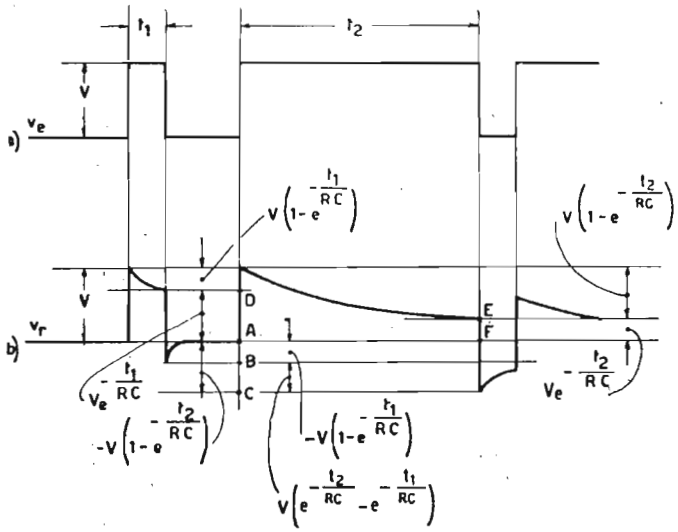


Fig. 1. — Separazione per differenziazione di impulsi di diversa durata.

Applicando la differenziazione e ricordando quanto ora detto, si ottiene all'uscita di un circuito differenziante, alimentato col segnale sincro, la forma d'onda di fig. 2-a. Robert C. Moses

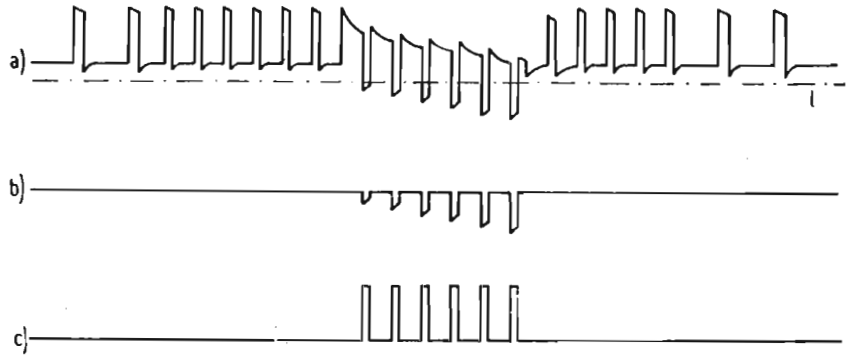


Fig. 2. — Separazione degli impulsi di sincronizzazione verticale col sistema Moses.

ha particolarmente studiato l'applicazione dei principii suesposti per l'ottenimento della separazione dei picchi inversi verticali ed ha ricavato un segnale finale costituito da sei impulsi rettangolari positivi di uguale altezza degli impulsi originali, di durata eguale alle suddivisioni dell'impulso di quadro (circa 5,1 μs) e con esse coincidenti nel tempo, di frequenza doppia di quella di riga (31,25 kHz) (v. fig. 2-c). Il principio del metodo del Moses è il seguente: l'uscita differenziata di fig. 2-a viene applicata ad uno stadio a diodo selettore di ampiezza, avente la soglia al livello *I*, e che fornisce una tensione di uscita solamente in corrispondenza dei picchi inversi verticali, in quanto non risponde ai segnali di debole ampiezza dovuti ai guizzi inversi di riga ed egualizzatori.

L'uscita dello stadio selettore è rappresentata in fig. 2-b.

Tale segnale viene inviato alla griglia di un triodo amplificatore e limitatore, che rovescia la polarità e fornisce alla sua uscita nel circuito anodico di tensione come in fig. 2-c.

Si noti che questi ultimi impulsi finali di sincronizzazione verticale avvengono negli intervalli fra gli impulsi larghi originali del sincro, quindi il primo impulso utile ha luogo col ritardo di 0,42 H, ossia di 26,9 μs rispetto al primo impulso largo; analogamente si dica per gli altri cinque impulsi di fig. 2-c. La rapidità dei fronti e la notevole ampiezza ottenibile per detti impulsi verticali col sistema Moses acconsentono una grande stabilità di sincronizzazione e di interlacciamento. Un altro van-

taggio del sistema in parola è quello di essere immune dai disturbi di breve durata, poichè non permette, con opportuni accorgimenti, il passaggio di segnali di durata inferiore ad un certo minimo.

Una importante caratteristica del sistema in oggetto è di essere indipendente dagli impulsi egualizzatori, che, come si è visto, non intervengono menomamente e quindi possono essere aboliti, a tutto vantaggio della semplicità delle apparecchiature di taratura e messa a punto dei ricevitori. Il circuito pratico relativo al metodo del Moses verrà illustrato nella Lezione XVIII dedicata appunto ai principali schemi circuitali realizzanti la sincronizzazione dei ricevitori TV.

I metodi di separazione fin qui ricordati possono distinguersi in metodi di *separazione di ampiezza* (del sincro dal video; del picco inverso verticale dal picco inverso orizzontale) e in metodi di *separazione di durata* (degli impulsi verticali per integrazione; degli impulsi orizzontali per differenziazione). Sarebbe facile immaginare dei metodi di *separazione per forma d'onda* qualora nel sincro gli impulsi originali avessero forma diversa dalla rettangolare; così se, ad es., gli impulsi orizzontali avessero forma di dente di sega col tratto ripido iniziale, i due tipi di impulsi agirebbero diversamente in un circuito a *RC*, dalla cui uscita si potrebbero trarre dei guizzi utili per la sincronizzazione o solo di riga o solo di quadro.

Ancora: se gli impulsi nel sincro fossero tutti rettangolari, ma quelli di quadro avessero maggior ampiezza di quelli di riga, sarebbe molto facile realizzare la loro separazione per mezzo di un amplificatore tosatore dei segnali alla base, analogamente a quanto più sopra indicato per la separazione del sincro dal video. Infine si potrebbe immaginare una separazione per frequenza sfruttando dei circuiti accordati sulle frequenze di riga e di quadro, che sono assai distanziate fra loro. Non indugiamo però su questi casi, perchè le forme d'onda prospettate non figurano in nessuno degli standard ufficiali e quindi, non essendo impiegati nella pratica, sono di scarso interesse.

LEZIONE XVIII

SCHEMI CIRCUITALI PER LA SINCRONIZZAZIONE DEI RICEVITORI DI T.V.

Vengono qui illustrati i circuiti elettrici più usati in pratica per la sincronizzazione degli oscillatori a denti di sega nei ricevitori televisivi. Gli schemi che vengono qui considerati si arrestano, in generale, volutamente all'ingresso di detti oscillatori di deviazione, i quali sono esclusi da questo esame, poichè essi verranno trattati dettagliatamente nelle lezioni successive.

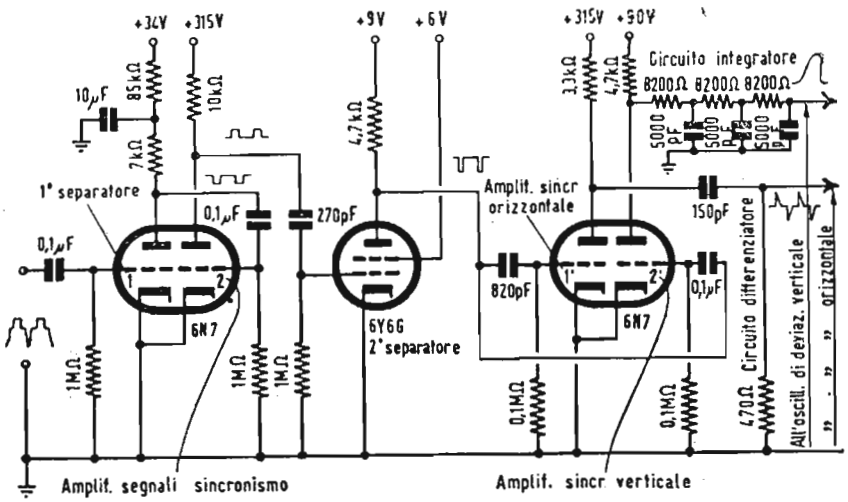


Fig. 3. — Circuito per la separazione dal video e tra di loro dei segnali di sincronismo per il pilotaggio degli oscillatori di deviazione orizzontale e verticale.

La fig. 3 mostra un circuito classico per la separazione per ampiezza dei segnali di sincronizzazione del segnale video totale, e per la separazione per forma d'onda (durata) dei segnali di riga da quelli di quadro.

Alla griglia del triodo della prima 6N7 viene applicato il segnale video totale, cioè composto dei segnali di immagine sommati a quelli di sincronismo di polarità positiva, cioè tale che i picchi di sincronismo rendano più positiva la griglia. Detto triodo 1 agisce come separatore in quanto lavora con bassa tensione anodica (34 *V*) e quindi la tensione di autopolarizzazione, che si genera in causa dello scorrere di corrente di griglia in corrispondenza dei massimi positivi della tensione di ingresso è sufficiente ad escludere il segnale di immagine e permette il passaggio di corrente di placca solo in corrispondenza dei picchi sincronizzanti, che risultano allineati alla tensione di griglia zero. La tensione di uscita sulla placca del triodo 1 è quindi costituita dal solo sincro (corrispondente agli impulsi rettangolari orizzontali, verticali ed ugualizzatori) con polarità negativa ossia invertita rispetto al segnale d'ingresso. Il sincro negativo è trasferito alla griglia del triodo 2 della prima 6N7, che agisce semplicemente da amplificatore essendo alimentato con la normale tensione anodica di 315 *V*. Per ottenere segnali di sincronismo schietti, cioè completamente privi di tensione impulsive disturbanti, che potrebbero comandare erroneamente gli oscillatori di deviazione negli intervalli tra i vari impulsi sincronizzanti, è necessario un secondo stadio tosatore e limitatore, che completi l'azione separatrice e limitatrice della prima 6N7. Questo secondo stadio separatore amplificatore autopolarizzato per falla di griglia è costituito da un tetrodo 6Y6-G, che lavora con tensioni estremamente basse, precisamente con 9 *V* di placca e 6 *V* di schermo e richiede un segnale in ingresso di polarità positiva, come quella raccolta sulla placca del triodo amplificatore 2.

L'ampiezza di tale tensione è sufficiente ad interdire la corrente anodica quando alla griglia della 6Y6-G non pervengono impulsi sincronizzanti, mentre quando questi ultimi sono presenti, rendono lievemente positiva la griglia, fanno sì che la corrente anodica raggiunga la saturazione, l'effetto complessivo è quello di tagliare sia la base (effetto separatore), sia la sommità (effetto limitatore) del segnale sincro applicato alla sua griglia. La tensione di uscita sulla placca del secondo separatore 6Y6-G è quindi costituita dal sincro netto, di polarità negativa, privo di qualsiasi traccia di tensioni disturbanti, e che deve ora essere scomposto nei suoi componenti di riga e di quadro.

All'uopo il sincro perviene ai due circuiti di accoppiamento rispettivamente al triodo 1' e al triodo 2' nella seconda 6N7;

si ha cioè uno sdoppiamento del segnale in due componenti, che da questo punto in avanti seguono due vie diverse. La prima via è quella del segnale sincronizzante di riga. Il sincro attraverso al circuito *RC* con $R = 0{,}1$ Mohm e $C = 820$ pF perviene alla griglia del triodo amplificatore 1'. La costante di tempo di questo circuito è 82 μsec, valore troppo alto per la differenziazione degli impulsi di riga dal totale sincro; perciò è necessario disporre all'uscita sulla placca del triodo 1' il vero e proprio circuito differenziatore composto del condensatore 150 pF e della resistenza 470 ohm e presentante la brevissima costante di tempo di 0,0705 μsec, opportuna per la differenziazione degli impulsi orizzontali.

La tensione che si localizza ai capi della resistenza di 470 ohm rappresenta l'uscita differenziata che, spogliata dei picchi inversi di frequenza incostante, agisce direttamente colla corretta polarità sull'oscillatore di deviazione orizzontale sincronizzandolo. Si ricorda che nel periodo del mascheramento verticale gli impulsi egualizzatori sono in numero doppio di quelli di linea, ma metà di essi agiscono per i quadri pari, mentre l'altra metà intercalata in ciascun quadro resta senza pratico effetto sul generatore di deviazione, perchè per la sua sincronizzazione al centro del ciclo occorrerebbe una tensione ben più ampia di quella occorrente alla fine del ciclo stesso.

La seconda via presentata al sincro è costituita dal circuito *RC* con $R = 0{,}1$ Mohm e $C = 0{,}1$ μF, avente quindi una costante di tempo di 10^{-2} sec, in parallelo al circuito di accoppiamento, testè ricordato, al triodo 1'. Il sincro viene dunque attraverso al circuito $RC = 0{,}01$ sec addotto alla griglia del triodo 2' amplificatore di sincronizzazione verticale. Il vero e proprio circuito integratore è collegato alla placca del triodo 2' ed è costituito di tre cellule *RC* in cascata, formata ciascuna con $R = 8200$ ohm e $C = 5000$ pF, ossia con una costante di tempo di 41 μsec.

Per quanto si è detto sopra si può ritenere in pratica che la costante di tempo risultante delle tre cellule in serie sia circa cinque volte quella di una sola cellula, ossia di circa 200 μsec. L'uso di più cellule in serie migliora il filtraggio dei segnali di sincronizzazione verticale, così che la tensione integrata risulta priva di apprezzabili discontinuità anche in corrispondenza degli impulsi larghi nei quali è suddiviso l'impulso di quadro. La tensione integrata di uscita dall'ultima cellula nel circuito anodico del triodo 2' è la tensione utile per la sincronizzazione del generatore di deviazione verticale.

La fig. 4 mostra un circuito separatore per la sincronizzazione facente uso di un diodo per l'eliminazione del segnale video immagine, di un circuito differenziante a resistenza ed induttanza per la separazione dei segnali orizzontali e di un circuito integrante a resistenza e capacità per l'isolamento dei segnali verticali. Il circuito di ingresso al diodo, costituito da una sezione di una 6H6 o dalle due sezioni in parallelo, presenta la costante di tempo $RC = 10^6 \times 0{,}1 \times 10^{-6} = 0{,}1$ sec, che è grande rispetto al periodo di riga; il diodo si autopolarizza so-

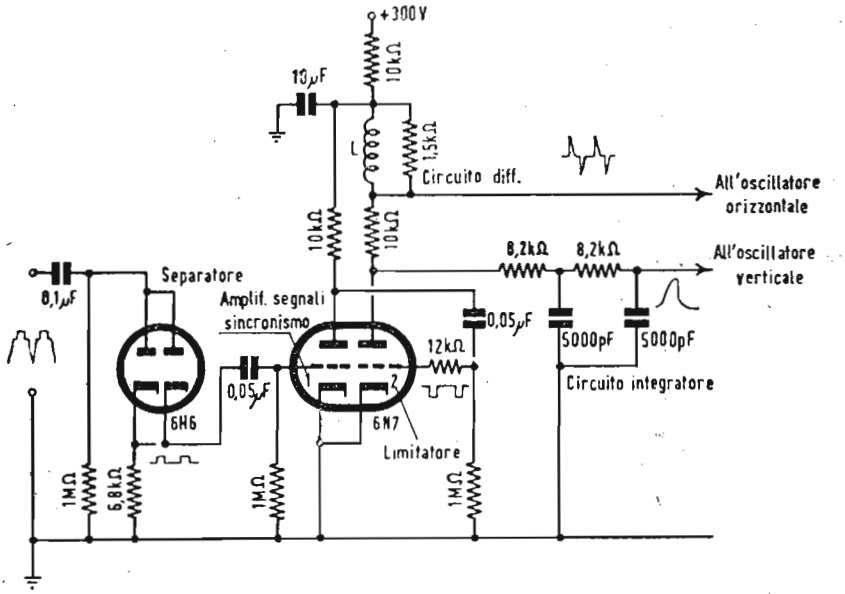


Fig. 4. — Circuito separatore con diodo eliminatore del video, differenziazione a *RL* e integrazione a *RC*.

lamente quando intervengono le sommità degli impulsi sincronizzanti positivi contenuti nel sincro; lo scorrere di corrente nel diodo è solo concesso quando incidono i suddetti massimi; il diodo si comporta quindi analogamente ad un amplificatore separatore polarizzato per falla di griglia.

All'uscita sul resistore di catodo si trova quindi il solo sincro, perchè la corrente diodica scorre esclusivamente nel tempo in cui si verificano gli impulsi sincronizzanti. Un doppio triodo 6N7 provvede all'amplificazione del sincro; il triodo 1 non esercita alcuna azione limitatrice sebbene autopolarizzato di griglia, a motivo che la tensione anodica è di 300 *V*. Il resistore di 12 kohm in serie alla griglia del triodo 2 produce limitazione della tensione di sincronizzazione. Il carico anodico del triodo 2 è costituito dall'induttanza *L* in serie con un resistore di 10

kohm. In corrispondenza del fronte iniziale saliente e del fronte finale discendente degli impulsi rettangolari di riga si localizzano ai capi di L dei guizzi ripidi di tensione rispettivamente positivi e negativi, i primi costituiscono il segnale di comando a frequenza di riga per l'oscillatore di deviazione orizzontale.

Per evitare autoscillazioni alla frequenza propria della bobina è necessario disporre in parallelo alla L una resistenza di 1,5 kohm. Sulla placca del triodo 2 è presente amplificato il totale sincro, che viene da qui prelevato e addotto al filtro integratore a due cellule ciascuna composta di una resistenza R =

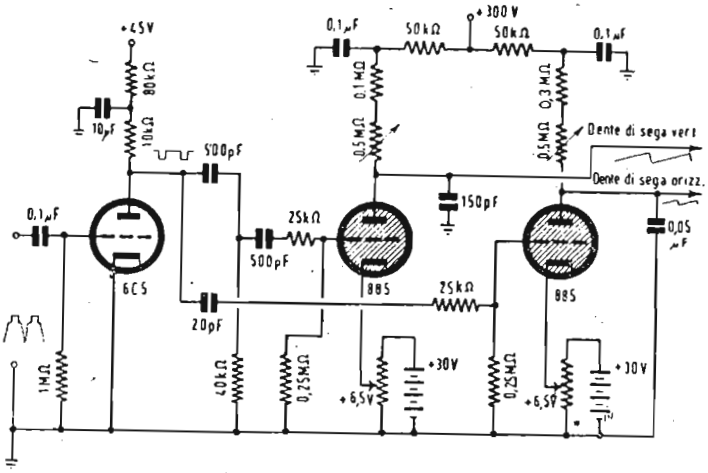


Fig. 5. — Sincronizzazione dei thyratron per le deviazioni orizzontale e verticale ottenuta direttamente con una tensione negativa.

8,2 kohm e di una capacità C = 5 mμF; la tensione a guizzo triangolare a frequenza di quadro presente all'uscita della seconda cellula costituisce il segnale utile per la messa in passo dell'oscillatore di deviazione verticale.

Il circuito di fig. 5 rappresenta uno schema ormai superato, ma che è estremamente economico e stabile nel funzionamento. In esso i generatori di deviazione sono del tipo thyratron, che è sconsigliabile nei ricevitori televisivi per il fatto che con esso non è possibile variare l'ampiezza della tensione generata (e quindi le dimensioni del quadro immagine sul tubo R.C.) senza variare anche la frequenza; un'altra ragione che ha fatto abbandonare l'uso del thyratron in TV è che il tempo di ritorno del dente di sega generato dipende dalla resistenza del tubo e dal tempo di deionizzazione.

Applicando al solito alla griglia della prima valvola (6C5 separatrice di ampiezza per rivelazione di griglia) il segnale

completo coi picchi di sincronismo producenti la massima tensione positiva, si ottiene sulla placca una tensione di uscita costituita dai soli segnali di sincronismo di polarità negativa, cioè di fase opposta a quella necessaria per pilotare i thyratron. Per ovviare a questo sfasamento si adottano dei circuiti a piccola costante di tempo rispetto alla durata dei segnali presenti. In tal modo si sfruttano i guizzi inversi risultanti dalla differenziazione, i quali risultano positivi e quindi atti a sincronizzare i due diodi a gas 885 rispettivamente generatori dei denti di sega di riga e di immagine. La separazione tra i due tipi di guizzi è assicurata dalla piccola capacità (20 pF) che esclude la frequenza di immagine dalla griglia del thyratron verticale e dall'essere i circuiti di uscita dei generatori sintonizzati ciascuno sulla propria frequenza: per il generatore di riga si ha: $R = 0{,}3 \div 0{,}8$ Mohm e $C = 150$ pF, quindi $RC = 45 \div 120$ μs; mentre per il generatore verticale si ha: $R = 0{,}1 \div 0{,}6$ Mohm, $C = 0{,}05$ μF, quindi $RC = 0{,}01 \div 0{,}035$ secondi. Coi margini di regolazione così predisposti è possibile variare entro un'ampia gamma le frequenze proprie dei due oscillatori di deviazione, per modo che il ricevitore è atto alla ricezione di vari standard a diversi numeri di righe nominali e per un numero di quadri al secondo variabile da 42 a 60, semplicemente agendo sui potenziometri costituenti la porzione variabile della resistenza di carico dei condensatori nei circuiti anodici del thyratron.

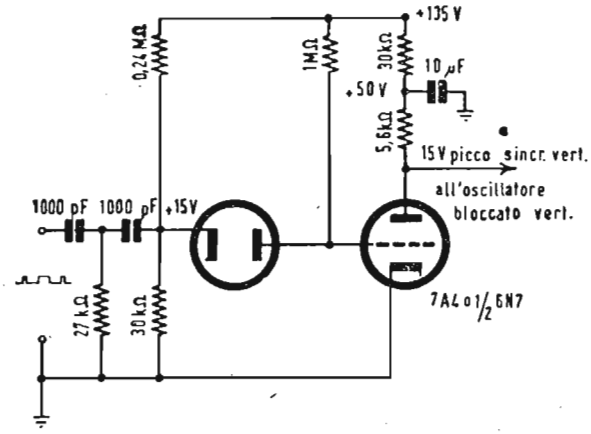


Fig. 6. — Separatore di impulsi verticali di sincronizzazione secondo il metodo di Moses.

La fig. 6 rappresenta il circuito escogitato dal Moses, il cui principio è stato ricordato nella lezione precedente e illustrato in fig. 2.

Il segnale sincro completo di polarità positiva viene fatto passare attraverso ad un doppio circuito differenziante, ciascuna cellula del quale presenta la costante di tempo $RC = 27$ μs, eguale cioè alla durata di un impulso largo verticale. Il segnale doppiamente differenziato consistente di componenti positive delle alte frequenze del segnale d'ingresso e dei picchi inversi negativi verticali, egualizzatori e orizzontali, viene addotto al

catodo di un diodo selettore di ampiezza, catodo che viene mantenuto ad una tensione leggermente positiva (15 *V*) rispetto alla massa, mediante un partitore sull'alta tensione di alimentazione.

La placca del diodo selettore essendo connessa con la griglia del triodo limitatore seguente, ne consegue che in corrispondenza dei segnali positivi differenziati o dei segnali negativi di ampiezza minore di 15 *V* (dovuti agli impulsi orizzontali ed egualizzatori), nessuna tensione perviene alla griglia del limitatore, mentre questa riceverà un segnale solamente in corrispondenza dei picchi inversi negativi di notevole ampiezza dovuti agli impulsi larghi verticali.

Il diodo a valvola può essere vantaggiosamente sostituito con un diodo al germanio tipo 1N54 per la sua bassissima capacità interelettrodica di 1 pF, che praticamente annulla l'influenza dannosa di componenti di alta frequenza presenti nel segnale differenziato; inoltre la bassissima resistenza interna del diodo al germanio permette di localizzare ai capi della relativamente modesta impedenza dello spazio griglia catodo del limitatore, segnali di maggior ampiezza, ciò che agevola l'azione limitatrice dello stesso.

Il limitatore amplificatore può essere costituito da un triodo, tipo 7A4, ovvero da una sezione di un doppio triodo 6N7 o 12AU7, l'altra sezione del quale viene in tal caso adibita a disimpegnare la funzione di oscillatore bloccato generatore di denti di sega verticali. Con le costanti del circuito e con un segnale d'ingresso di 40 *V* positivi di picco, si ottengono agevolmente picchi positivi di 15 *V* alla placca del limitatore amplificatore. Se nel circuito si omettesse il disaccoppiamento anodico formato dalla resistenza di 30 kohm e dalla capacità di 10 μF, si otterrebbero dei picchi di uscita assai più ampi, fino a 55 *V*, ma l'oscillatore bloccato successivo manifesterebbe un funzionamento meno soddisfacente che nel caso di tensione sincronizzante di soli 10 ÷ 15 *V*. Col circuito disaccoppiatore suddetto si ottiene il controllo dell'ampiezza degli impulsi in uscita senza influenzare la ripidità del fronte dei medesimi; la costante di tempo della rete in parola è qui di 0,3 sec e non deve in ogni caso essere inferiore a 0,05 sec. poichè è utile che essa sia maggiore del periodo di quadro.

Gli impulsi verticali finali ottenuti con lo schema di fig. 6 presentano una forma particolarmente opportuna (durata del fronte anteriore ascendente 0,9 μs, durata del fronte posteriore

discendente 1,1 μs) per il mantenimento dell'interlacciato e per facilitare la regolazione della frequenza dell'oscillatore verticale durante e dopo il riscaldamento del tubo oscillatore. La precisione del sincronismo è praticamente indipendente dal mantenimento rigoroso dell'ampiezza del segnale sincronizzante di ingresso, perchè la forma del segnale finale viene modellata in circuito e quindi è indipendente entro ampi limiti da quella del segnale entrante. L'usuale metodo di integrazione richiede, come si è visto, una identica situazione a sinistra e a destra

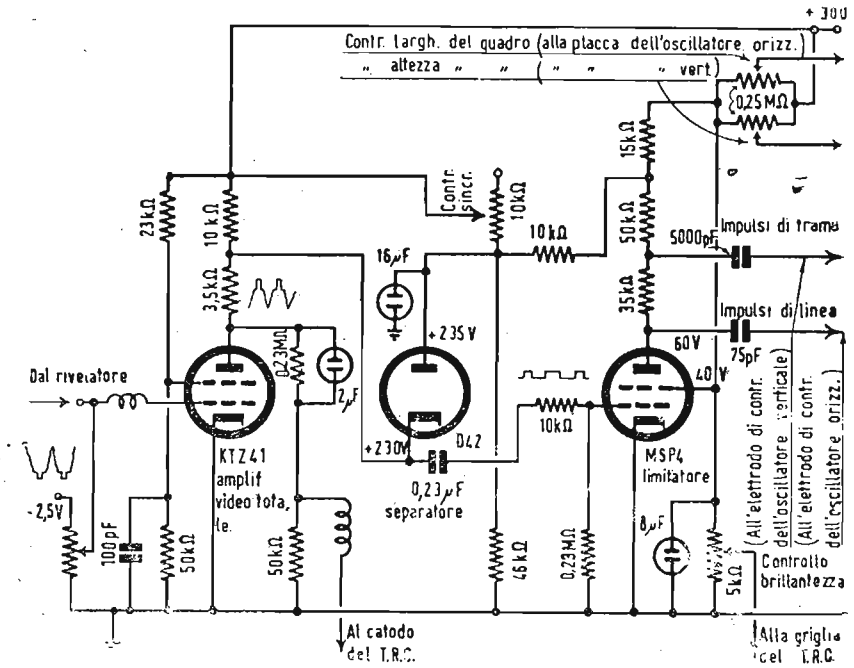


Fig. 7. — Separatore per corrente di griglia con diodo di corto circuito per la resistenza di placca.

dell'impulso verticale suddiviso sia per i quadri dispari, sia per i pari; il sistema di fig. 6 invece, non essendo basato sulla integrazione, non richiede che il sincro abbia tale particolarità, per cui gli impulsi egualizzatori non occorrono più, con evidente semplificazione delle apparecchiature di sincronizzazione.

I disturbi di ampiezza inferiore alla soglia di sensibilità del selettore (17,5 *V* per il caso qui considerato) vengono eliminati da quest'ultimo, per cui la sincronizzazione verticale guadagna in stabilità e la ricezione è possibile anche nei casi in cui non lo sarebbe, a motivo dei disturbi, con l'impiego del metodo usuale per integrazione.

Il circuito di fig. 7 impiega valvole Marconi di fabbricazione inglese. Il tetrodo KT1 rappresenta l'ultimo stadio amplifi-

catore video del totale segnale rilevato comprendente i segnali video immagine sovrapposti al sincro totale di polarità negativa, cioè tale che i picchi di sincronismo corrispondono al massimo negativo di griglia; questo caso si presenta con la trasmissione positiva, per la quale ai picchi sincronizzanti corrisponde la minima ampiezza della portante irradiata dal trasmettitore. Il tetrodo KTZ41 restituisce sulla sua placca il segnale totale video amplificato di polarità positiva. Il carico anodico è costituito da due resistenze in serie rispettivamente di 10 kohm a 3,5 kohm, alla prima delle quali è disposto in parallelo il diodo D42; la tensione di placca di questo ultimo è regolabile mediante il potenziometro di 10 kohm costituente il controllo di sincronizzazione, per modo che in assenza di segnale video la placca è positiva (235 *V* verso massa) rispetto al catodo (230 *V* verso massa), quindi il diodo è conduttivo e cortocircuita la resistenza di 10 kohm nel circuito anodico della KTZ41.

In corrispondenza dei segnali video immagine la griglia di questa ultima diventa meno negativa, la corrente anodica aumenta insieme con la caduta di tensione ai capi della suddetta resistenza; il catodo del diodo si trova ad essere ancora più negativo rispetto alla sua placca, cortocircuitando la 10 kohm ed annullando l'amplificazione provveduta dalla KTZ41, per cui non perviene alla griglia del limitatore MSP4 alcun segnale. Durante i picchi sincronizzanti la griglia della KTZ41 diviene più negativa, la corrente anodica diminuisce insieme con la caduta di tensione ai capi della 10 kohm di carico, il catodo del diodo diventa più positivo della sua placca, la D42 cessa di essere conduttiva ed impulsi di tensione vengono addotti, tramite il condensatore di 0,23 μF, alla griglia del limitatore MSP4. Riassumendo il diodo D42 costituisce lo stadio separatore del sincro dal video immagine, in quanto cortocircuitando una porzione del carico anodico dello stadio amplificatore in corrispondenza del secondo, ne interdice l'accesso al limitatore, al quale pervengono gli impulsi di tensione dovuti ai segnali di sincronismo, perchè in tali istanti il diodo non è conduttivo. Mentre il sincro si localizza ai capi della 10 kohm nel circuito anodico della KTZ41, il segnale video completo si localizza ai capi della resistenza 3,5 kohm costituente la seconda porzione del carico, viene raccolto sulla placca e inviato, attraverso al gruppo 0,23 Mohm in parallelo a 2 μF, alla resistenza di 50 kohm verso massa e alla bobina di arresto per radio frequenza, all'elettrodo modulatore (il catodo in questo caso) del tubo catodico.

Il sincro, come si è visto perviene con polarità positiva allo stadio limitatore che regolarizza e taglia gli impulsi entro certi limiti, ne rovescia la polarità e li rende adatti a comandare i generatori bloccati di riga (mediante l'accoppiamento provveduto dal condensatore di 75 pF, che interdice il passaggio alla frequenza verticale, realizzando la prima separazione dei segnali di riga e di quadro (mediante l'accoppiamento provveduto dal condensatore di 5000 pF). Questi generatori sono qui del tipo a tetrodo in cui la placca ha la sola funzione di elettrodo di raccolta, lo schermo funge da anodo sul quale vengono iniettati gli impulsi sincronizzanti negativi, che sono trasmessi alla griglia attraverso al trasformatore di innesco per

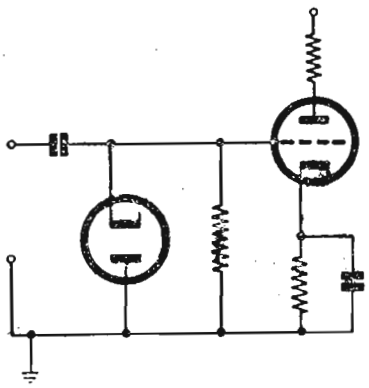


Fig. 8. — Circuito separatore con diodo di corto circuito per i segnali video immagine.

le oscillazioni; gli impulsi negativi sullo schermo anodico si ritrovano con polarità invertita, cioè positiva, sulla griglia, realizzando le condizioni comunemente usate con oscillatori bloccati del tipo a triodo comandati da guizzi positivi di sincronizzazione in griglia e assicurando in tal modo il comando del sistema.

Una variante al circuito di fig. 7 è rappresentata schematicamente in fig. 8. Il triodo funge da separatore per corrente di griglia.

La polarità del segnale applicato e la sua polarizzazione sono scelte in modo che la griglia risulti negativa solo in corrispondenza degli impulsi sincronizzanti, e risulti positiva in corrispondenza del video immagine. Se lo spazio griglia catodo presentasse resistenza nulla, esso cortocircuiterebbe il carico dello stadio precedente ogni qualvolta si manifestasse corrente di griglia, cioè in presenza dei segnali della visione, permettendo l'amplificazione del solo sincro. In pratica per garantire l'annullarsi della resistenza ohmica del circuito di griglia si dispone un diodo connesso colla placca a massa e il catodo alla gri-

glia del tubo separatore, per modo che tale resistenza venga messa in corto circuito quando la griglia tende a diventare negativa, per evitare autopolarizzazione. Volendo abolire il diodo si può sostituire la resistenza di griglia con un'impedenza di elevata induttanza e di resistenza la più bassa possibile.

Nel circuito di fig. 9 che impiega valvole Marconi, la separazione del sincro dal video immagine è ottenuta col pentodo Z63 che si autopolarizza per corrente di griglia. Il segnale in ingresso di questo stadio, a differenza del caso precedente, è applicato con polarità positiva, cioè tale che i picchi di sincronismo rendano istantaneamente positiva la griglia, mentre i segnali video immagine pilotano la griglia nella regione di interdizione della valvola. Il pentodo Z77 costituisce l'amplificatore

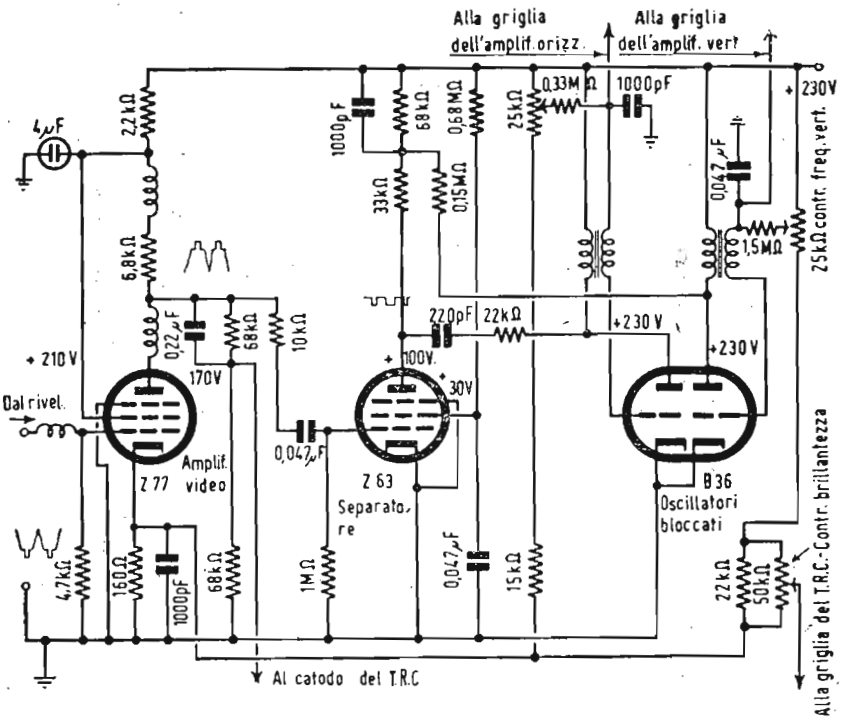


Fig. 9. — Separatore per corrente di griglia con segnale positivo d'ingresso.

video che segue la rivelazione; col segnale applicato in griglia di polarità negativa, questo stadio fornisce in placca il segnale completo amplificato di polarità positiva, come detto sopra. Per assicurare la fedele amplificazione delle oscillazioni più ampie intorno al potenziale base griglia della Z77 la corrente derivata dai controlli della frequenza orizzontale e dalla brillantezza è fatta passare attraverso la resistenza catodica di 160 ohm, allo scopo di costituire una polarizzazione addizionale. Il segnale

video è ricavato dalla placca e inviato, insieme con la componente corrente continua, all'elettrodo modulatore (catodo) del tubo catodico. Solo il 50% della componente c.c. del segnale video è trasmessa al tubo R.C. e la capacità di accoppiamento della componente alternata è ridotta al minimo di 0,22 μF compatibilmente coi requisiti di sfasamento.

Gli impulsi di sincronizzazione sono prelevati dall'anodo della Z77 attraverso alla resistenza di 10 kohm e trasmessi alla griglia della separatrice Z63.

Gli impulsi positivi di sincronizzazione, come si è detto, provocano corrente di griglia e fanno sorgere una tensione negativa di autopolarizzazione ai capi della resistenza di fuga di 1 Mohm, laddove i segnali video restano eliminati, perchè pro-

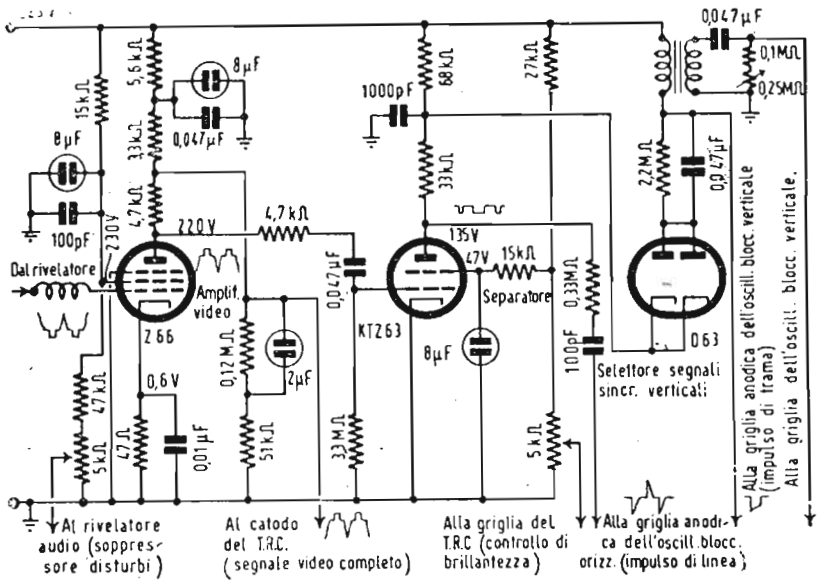


Fig. 10. — Circuito di sincronizzazione con diodo selettore per gli impulsi verticali.

vocano l'interdizione della corrente anodica. Le oscillazioni di riga e di quadro sono generate dal doppio triodo B36. Il comando del generatore di denti di sega è ottenuto dagli impulsi di sincronizzazione attraverso il circuito differenziatore costituito dalla resistenza di 33 kohm, dal condensatore di 220 pF, dalla resistenza di 22 kohm; gli impulsi differenziati vengono iniettati sulla placca della prima sezione del doppio triodo B36. Analogamente l'oscillatore a denti di sega verticali è comandato dagli impulsi di sincronizzazione integrati, iniettati sull'anodo della seconda sezione della B36 attraverso al circuito integratore costituito dalla resistenza di 68 kohm, dal condensatore di 1000 pF e dalla resistenza di 0,15 Mohm.

La fig. 10 rappresenta uno schema in cui pure sono usate valvole Marconi.

Esso è previsto per la ricezione di trasmissione positiva, per cui la miscela video sincro rivelata perviene alla griglia dello stadio amplificatore video Z66 coi picchi di sincronismo rivolti verso il basso. Nel circuito anodico del pentodo Z66 è presente l'intero segnale amplificato, che viene addotto all'elettrodo modulatore (il catodo) del cinescopio prelevandolo nel punto di unione fra i resistori anodici di 4,7 kohm attraverso a un partitore di tensione, mentre il segnale per lo stadio separatore del video dal sincro è prelevato direttamente dalla placca del pentodo Z66. Lo stadio separatore è costituito da un tetrodo KTZ63, che si autopolarizza per corrente di griglia in presenza dei picchi di sincronismo, permettendo solo in questo caso il passaggio di corrente anodica, mentre lo stadio è interdetto in presenza dei segnali video immagine; quindi sulla placca della KTZ63 si ritrovano solo i segnali sincronizzanti di riga e di quadro e di polarità rovesciata rispetto agli impulsi di ingresso. Gli impulsi di riga sono prelevati dalla placca del separatore e addotti, attraverso al circuito $R = 0{,}33$ Mohm e $C = 100$ pF, alla griglia anodica del tubo costituente l'oscillatore bloccato di riga, con polarità negativa. Gli impulsi verticali di quadro sono prodotti operando una conversione di entrambi gli impulsi orizzontali e verticali di differente durata, in impulsi di differente ampiezza per mezzo del circuito differenziante presente nel circuito anodico dello stadio separatore e costituito dai resistori di 68 kohm e 33 kohm, nonchè dal condensatore di 1000 pF. Gli impulsi inversi dovuti a quelli verticali, essendo di maggior ampiezza degli impulsi inversi corrispondenti agli orizzontali, sono selezionati dal diodo D63 e dai suoi componenti associati; l'anodo del D63 è accoppiato al trasformatore dell'oscillatore bloccato verticale, alla cui griglia anodica perviene un impulso negativo in corrispondenza di ogni segnale sincronizzante verticale. Come nel caso della fig. 9 gli impulsi di comando degli oscillatori bloccati essendo negativi, cioè manifestantisi con una diminuzione di tensione, non possono essere iniettati nella 1ª griglia dei medesimi, ma devono venir addotti alla placca (o alla griglia funzionante da anodo), perchè in ultima analisi un impulso negativo in placca è equivalente ad un impulso positivo in griglia.

Il principio di funzionamento del circuito di fig. 11 è del tutto analogo a quello di fig. 10, salvo l'uso delle valvole di tipi

più facilmente reperibili sul mercato europeo e quindi anche italiano.

Il principio del separatore è sempre il medesimo: il segnale video-sincro completo, di polarità tale che i picchi di sincronismo rendono più negativa la griglia, proveniente dal rivelatore è applicato allo stadio amplificatore costituito dal pentodo EF42; sulla placca di questo è disponibile amplificato e di polarità positiva il segnale completo che segue due vie, colla prima perviene al catodo del cinescopio, colla seconda attraverso al resistore di 10 kohm e al condensatore di 0,25 μF è applicato

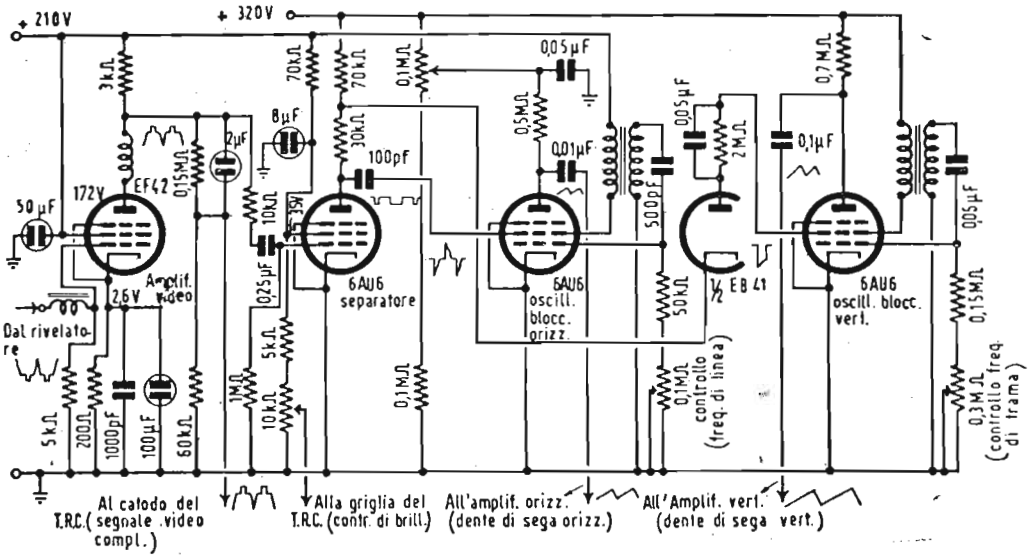


Fig. 11. — Circuito amplificatore, separatore e generatore di sincronizzazione.

alla griglia dello stadio separatore costituito dal primo pentodo 6AU6; quivi il segnale completo subisce un allineamento, per effetto della corrente di griglia, all'estremità dei segnali sincronizzanti; ciò si verifica con un leggero taglio dei picchi; precisamente la 6AU6 avendo un « sharp-cutoff » elimina una porzione dei segnali sincronismo per circa $2 \div 2{,}5$ V; in tal modo la separazione e il pilotaggio dei circuiti di deflessione sono praticamente indipendenti dalla regolazione del contrasto dell'immagine; lo schermo è mantenuto alla tensione di circa 35 V, affinchè sia possibile il funzionamento come limitatore separatore; l'impedenza anodica di carico è costituita dai due resistori in serie di 30 kohm e di 70 kohm rispettivamente. L'isolamento del segnale di sincronismo verticale dalla miscela si effettua per trasformazione della differenza di durata in differenza di ampiezza tra i segnali verticali e quelli orizzontali;

questa trasformazione è assicurata dalle capacità parassite derivate sull'impedenza di carico anodico; un diodo selettore costituito da una sezione del doppio diodo EB41, elimina i residui di segnali di quadro a fronte ripido; questi ultimi segnali pervengono allo schermo (griglia anodica) del 3° pentodo 6AU6 con polarità negativa (cioè con diminuzione della tensione) sincronizzandolo. Dal lato sincronizzazione di linea i segnali raccolti sulla placca del 1° pentodo 6AU6 separatore, subiscono una modifica di forma attraverso al circuito differenziatore costituito dal condensatore di 100 pF e dal trasformatore dell'oscillatore bloccato, circuito che li trasforma in guizzi molto brevi, di forma opportuna cioè per il pilotaggio dell'oscillatore bloccato orizzontale costituito dal 2° pentodo 6AU6 ed esso pure comandato sullo schermo analogamente a quello verticale.

La fig. 11 è completata con i circuiti relativi agli oscillatori bloccati e colle indicazioni delle tensioni a denti di sega da essa uscenti, le quali opportunamente amplificate da uno stadio successivo vengono applicate, come verrà meglio detto in altra parte, al giogo di deviazione del tubo catodico.

IL « NOISE CANCELLOR ».

E' un circuito di sincronizzazione comprendente uno stadio, che limita le possibilità di falso sganciamento degli oscillatori rilassatori di riga e di quadro da parte di forti impulsi di tensione dovuti a disturbi parassiti, come quelli generati dall'accensione dei motori a scoppio, o a simili interferenze.

Il « cancellatore di disturbi » non deve essere confuso col C.A.F.F. accanto al quale può coesistere.

In fig. I-a è indicato lo schema di un circuito sincronizzante immune da disturbi, dovuto alla Philco. Il segnale video completo proveniente dal 1° stadio amplificatore video, è applicato tramite il condensatore 0,022 μF alla griglia del tubo T_1 separatore del sincro dal video e funzionante da trasferitore catodico.

Gli impulsi sincronizzanti positivi incidono sul tratto rettilineo della caratteristica mutua (i_a; v_g) di T_1, quindi essi subiscono la massima amplificazione acconsentita da T_1. Il segnale video invece incide sul tratto curvo inferiore della stessa caratteristica, subendo una compressione di ampiezza (v. fig. I-b). La corrente anodica scorrendo nella resistenza di catodo 10 kohm vi genera una tensione che è dovuta sia al sincro amplificato, sia al video compresso. Questa tensione è direttamente

accoppiata al diodo T_2 che è lo stadio regolatore e cancellatore di disturbi. La funzione di T_2 è di limitare i disturbi in modo che la loro ampiezza non possa mai superare quella dei picchi di sincronismo. Allo scopo la tensione anodica di T_2 è molto bassa (14 volt) e ottenuta con un partitore (120 kohm; 27 kohm) sull'alta tensione dell'alimentatore. Il catodo è mantenuto ad un potenziale (12 volt) di poco inferiore a quello di placca. I segnali positivi di ampiezza minore o al massimo uguale a quella degli impulsi sincronizzanti rendono il diodo conduttivo, così

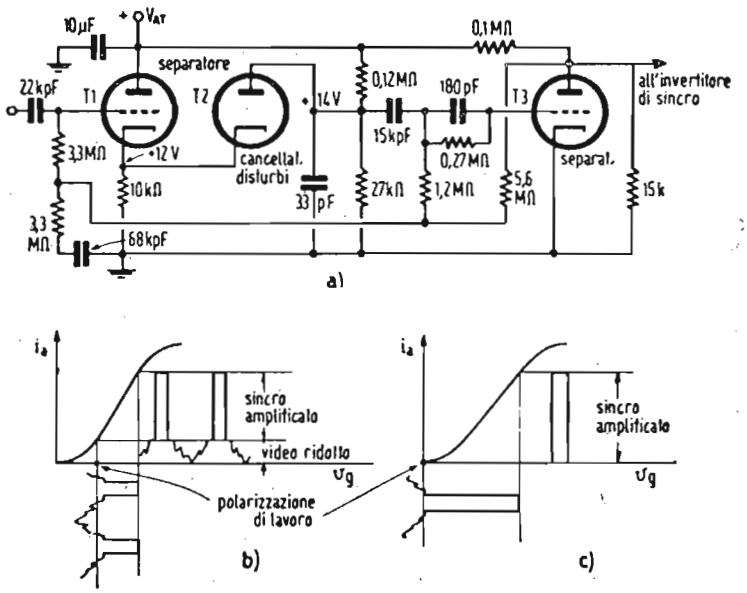


Fig. I — Circuito di sincronizzazione con « noise immune » Philco.
a) Schema elettrico. - *b*) Condizione di lavoro del 1° separatore. - *c*) Condizione di lavoro del 2° separatore.

che sulla sua placca è raccoglibile il segnale di uscita da trasferirsi agli stadi successivi. L'intervento di tensioni disturbanti di ampiezza maggiore degli impulsi di sincronismo, rende il catodo di T_2 più positivo della sua placca, interdicendo la corrente diodica; in tal guisa nessun segnale viene inviato agli stadi successivi interessanti la sincronizzazione, che pertanto non risente dei guizzi disturbanti di notevole ampiezza. In condizioni normali di funzionamento il segnale alla placca del diodo T_2 consistente negli impulsi sincronizzanti amplificati, nel video schiacciato e nei disturbi limitati in ampiezza, viene addotto alla griglia del tubo T_3 secondo separatore, attraverso a 15 kpF, 180 pF in parallelo a 0,27 Mohm. Questo resistore trasmette la bassa frequenza di sincro quadro, mentre la capacità trasmette la frequenza più alta di sincro riga.

Il secondo separatore di sincronismo completa la separazione fra sincro e video già ridotta insieme coi segnali di spegnimento dal primo separatore T_1. La tensione di placca di T_3 è molto bassa (26 volt), per modo che il passaggio di corrente anodica è solo permesso dall'incidenza in griglia di un segnale più ampio del piedestallo, cioè T_3 diventa conduttivo solo quando gli sono applicati gli impulsi di sincronismo. Le condizioni di lavoro di T_3 sono indicate in fig. 1-c. Poichè la corrente anodica di T_3 è fatta di impulsi positivi, la tensione di placca dello

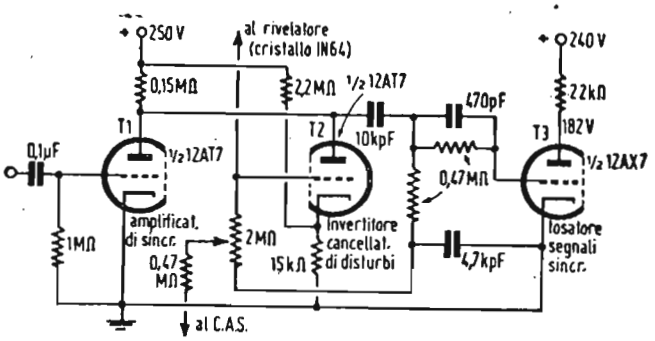


Fig. II — Circuito di « noise cancellor » della G.E.

stesso tubo consiste di impulsi negativi, è perciò necessario trasmettere il segnale d'uscita di T_3 ad uno stadio invertitore di polarità, per comandare i generatori di deviazione, quando questi richiedano un impulso positivo di tensione per il loro sganciamento.

La Philco ha realizzato lo schema di fig. I usando per T_1 un triodo-doppio diodo 6AT6, in cui la sezione triodica funge da primo separatore a trasferimento catodico, mentre i due diodi collegati in parallelo costituiscono il cancellatore T_2; per il tubo T_3 la Philco impiega una sezione di un doppio triodo 12AV7. E' però possibile anche l'uso di altri tubi elettronici come ad es. una sezione triodica di un tubo 12AV7 come primo separatore, ed una sezione triodica connessa a diodo di un tubo 12AU7 quale diodo cancellatore, la seconda sezione fungendo da secondo separatore.

In fig. II è indicato lo schema elettrico di « noise cancellor » impiegato dalla General Electric Co. nei suoi ricevitori più recenti.

Il segnale completo proveniente dal rivelatore (un diodo a cristallo tipo 1N64) viene amplificato dal triodo T_1 (una sezione di un tubo 12AT7) e trasmesso al tosatore di impulsi sincronizzanti T_3 (una sezione di un tubo 12AX7) nel solito modo. La tensione di griglia sviluppata per rettificazione delle creste del sin-

cro viene sfruttata come polarizzazione per il C.A.S. Il triodo T_2 (seconda sezione del tubo 12AT7) è il cancellatore o invertitore di disturbi; esso ha il carico di placca 0,15 Mohm in comune con T_1. Il catodo di T_2 ha una polarizzazione fissa positiva ottenuta mediante il partitore 2,2 Mohm - 15 kohm sull'alimentatore anodico. La griglia di T_2 è mantenuta ad un potenziale negativo uguale all'ampiezza di punta dei segnali sincronizzanti incidenti, mediante una derivazione dal cristallo rivelatore e successivo filtro. Queste due polarizzazioni combinate mantengono T_2 all'interdizione in condizioni normali di ricezione. Ai capi del resistore catodico 15 kohm di T_2 si localizza una tensione cui contribuiscono il segnale video, gli impulsi negativi di sincronismo e i disturbi, se vi sono. Fintanto che l'ampiezza degli impulsi di disturbo si mantiene inferiore o uguale al valore di cresta del sincro, il tubo T_2 è interdetto e tutto passa, come se T_2 non fosse in circuito; ma se interviene un guizzo disturbante più intenso del sincro, T_2 diviene molto conduttivo e cortocircuita il carico anodico di T_1. In queste condizioni nessun segnale perviene al tubo T_3 e nessuna uscita da questo stadio presiede alla sincronizzazione. Il mantenimento della frequenza corretta del generatore orizzontale è affidato all'effetto volano (flywheel) del circuito di C.A.F.F. Una volta passato il disturbo, T_2 cessa di condurre e nel circuito si ristabilisce il normale funzionamento.

Autorizzazione del Tribunale di Milano 16 - 1 - 61 - N. 5502 del Registro
Direttore responsabile ALFONSO GIOVENE - Proprietà della Editrice Il Rostro
Distribuzione in abbonamento postale - Gruppo II
Distribuzione STE - Milano

CORSO
TEORICO - PRATICO DI
TELEVISIONE

DISPENSA

N. 11

SOMMARIO

LEZIONE XIX

Generatori di oscillazioni rilassate — Il Multivibratore — Multivibratori polarizzati — Multivibratori dissimetrici ad accoppiamento catodico — Multivibratori a pentodi — Considerazioni generali sul progetto dei multivibratori.

LEZIONE XX

L'oscillatore bloccato — L'oscillatore Van der Pol (transitron) — Circuiti Flip-Flop — Sincronizzazione con impulsi positivi — Sincronizzazione con impulsi negativi — Sincronizzazione con onda sinoidale.

TUTTI I DIRITTI RISERVATI ALLA
EDITRICE IL ROSTRO - MILANO

TIPOGRAFIA EDIZIONI TECNICHE - MILANO - VIA BALDO DEGLI UBALDI 6

LEZIONE XIX

IMPORTANTE

Nel corso delle lezioni precedenti è stato a parecchie riprese accennato al tempo di 192 microsecondi di durata del sincro verticale.

Si tenga ben presente che tale tempo si riferisce al sincro verticale con 6 impulsi a frequenza doppia di riga (lungo cioè 3 righe) secondo lo « standard » europeo di primo tipo, mentre secondo lo « standard » definitivamente adottato dall'Italia (dispensa 4ª - pag. 17 e 18) il sincro riga ha la lunghezza di 2 righe e mezza (5 intagli a frequenza doppia di riga) con una durata di 160 microsecondi.

La Direzione

GENERATORI DI OSCILLAZIONI RILASSATE

I generatori di oscillazione rilassate, o oscillatori di rilassamento, nelle forme di multivibratori o di oscillatori bloccati, svolgono un ruolo di primo piano nella tecnica televisiva. Infatti essi costituiscono l'elemento base per la sincronizzazione dell'immagine; basti pensare che in trasmissione la formazione del segnale standard è ottenuta appunto per mezzo di onde rettangolari a frequenza di riga, a frequenza doppia di quella di riga e a frequenza di quadro, nella duplice serie di impulsi sincronizzanti e di spegnimento, ottenibili solo con oscillatori la frequenza dei quali è governata dalla costante di tempo presentata da un gruppo a resistenza e capacità, cioè da oscillatori di rilassamento. Analogamente il complesso di sintesi di un ricevitore per televisione ha il suo cuore nei generatori di deviazione orizzontale e verticale, che opportunamente messi in passo dagli impulsi di sincronismo provenienti dalla rivelazione del segnale completo applicato ai morsetti di antenna del ricevitore, pilotano il raggio catodico del cinescopio e lo obbligano a muoversi in perfetto sincronismo col

raggio catodico del tubo da presa, condizione « sine qua non » per la ricomposizione dell'immagine. E' inoltre intuitivo che tutti gli strumenti per il collaudo dei ricevitori televisivi (generatori di barre ortogonali fra loro e di segnali di sincronismo) debbano essere essenzialmente costituiti dai generatori in oggetto.

Come la massima parte degli oscillatori elettronici, i generatori di rilassamento impiegano la reazione, ma in essi la tensione di reazione è così ampia che il tubo può risultare interdetto per un periodo determinato dalla costante di tempo degli elementi nel circuito di griglia, successivamente al quale la griglia riassume il controllo del circuito.

Dato il principio di funzionamento l'onda generata e raccolta all'uscita del tubo oscillatore è fortemente distorta, quindi può essere sfruttato il suo contenuto di armoniche ed il dispositivo risulta particolarmente adatto alla moltiplicazione di frequenza.

La forma d'onda, scostandosi dalla classica sinoidale, non consente di procedere analiticamente per lo studio di questi circuiti analogamente alla trattazione consueta per i generatori a reazione; inoltre per lo più gli impulsi generati sono fra loro distanziati a motivo che il tubo è interdetto per una parte considerevole del ciclo, questo fatto conduce a dover affettuare un'analisi sostanzialmente transitoria, come si addice al carattere delle oscillazioni in esame.

Nelle precedenti lezioni del 3° Gruppo, elencando i componenti del complesso di sintesi di un televisore moderno, si è detto che i generatori di deviazione sono costituiti da due parti essenziali: il generatore di oscillazioni rilassate vero e proprio ed il tubo di scarica.

Per ben comprendere il funzionamento dell'insieme giova analizzare singolarmente il comportamento dei due menzionati elementi, il secondo dei quali è estremamente semplice ed il più delle volte si riduce ad un'appendice del primo, quindi non preoccupa menomamente.

Conviene invece considerare il primo elemento, limitando la trattazione a quei tipi di rilassatori che vengono effettivamente usati nei circuiti dei televisori. Si esamineranno quindi tra i rilassatori liberi il multivibratore, l'oscillatore bloccato e l'oscillatore Van der Pol; tra i rilassatori fortemente polarizzati si ricorderà soltanto il circuito Flip-Flop. Si trascureranno i rilassatori mono-impulsivi tipo universale, il transitron, il phantastron, l'integratore di Miller, i contatori, e molti altri

ancora, perchè non trovano generalmente impiego nei ricevitori di televisione.

Con la denominazione « rilassatore libero » (free running) si intende un rilassatore che lasciato libero a sè stesso oscilla con una propria frequenza naturale e che può essere forzato ad oscillare con una frequenza lievemente superiore alla propria, da una sequenza di impulsi sincronizzanti applicati dall'esterno. La frequenza di questi ultimi è quella desiderata per la deviazione ed imposta dai segnali di sincronizzazione irradiati dal trasmettitore insieme coi segnali video immagine.

Con la denominazione « rilassatore fortemente polarizzato » si intende invece un generatore che normalmente è in stato di riposo, mentre genera effettivamente l'oscillazione rilassata solo se viene sbloccato dagli impulsi di sincronismo applicati dall'estserno.

Successivamente all'esame dei rilassatori testè annunciato, si considereranno i circuiti volano (fly-wheel) di sincronizzazione basati sul principio del C.A.F.F., per la comprensione dei quali è necessaria la conoscenza del funzionamento dei rilassatori.

IL MULTIVIBRATORE

La fig. 12 rappresenta lo schema del classico multivibratore per accoppiamento anodico di Abraham e Bloch. Il cir-

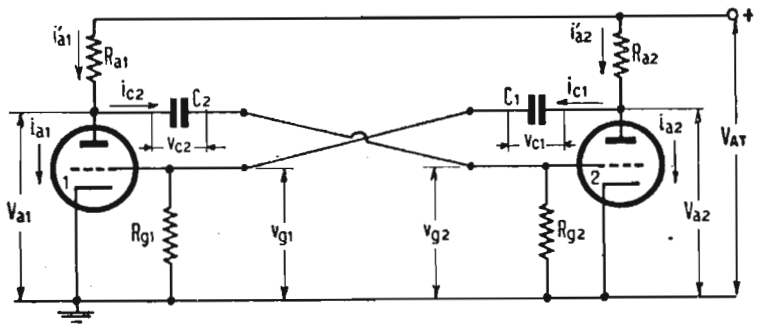


Fig. 12. — Multivibratore di Abraham e Bloch ad accoppiamento anodico.

cuito è sostanzialmente un amplificatore RC a due stadi in cui l'uscita dal secondo stadio è applicata all'ingresso del primo.

Se un segnale viene applicato alla griglia del triodo 1, subisce l'amplificazione dei due stadi; la tensione di uscita dal triodo 2 e che viene applicata all'ingresso del primo triodo è nella corretta fase per rinforzare il primitivo segnale; ha quin-

di luogo una forte reazione causa dell'innesco di oscillazioni spontanee. Il principio di funzionamento è allora il seguente: per effetto dell'impulso positivo proveniente dal triodo 2 e applicato alla griglia del triodo 1 la corrente anodica di quest'ultimo subisce un aumento, mentre la sua tensione anodica subisce una diminuzione; perciò alla griglia del triodo 2 perviene un impulsso negativo che fa diminuire la sua corrente anodica, e in definitiva la tensione sulla placca del secondo triodo aumenta; cioè si raccoglie in tale punto con impulso positivo. Questo impulsso viene nuovamente addotto alla griglia del triodo 1 ed il processo si esalta, finchè per un massimo della corrente anodica di 1 la griglia di 2 diviene così negativa che il triodo 2 risulta interdetto. Da questo momento il condensatore C_2 comincia a scaricarsi su Rg_2 fino a che la polarizzazione del triodo 2 diminuisce in valore assoluto (la griglia diventa meno negativa, raggiungendo e superando il potenziale di interdizione, la corrente anodica riprende a scorrere ripristinando il funzionamento del 2° tubo. La sua tensione anodica si abbassa in conseguenza ed alla griglia del tubo 1 giunge in impulso negativo, la corrente anodica di quest'ultimo diminuisce rinforzando la sua tensione di placca e quindi la corrente anodica di 2 che vede ancora abbassata la sua tensione in uscita; il processo si esalta nuovamente, ma in senso opposto al precedente, finchè l'impulso trasmesso alla griglia di 1 è così negativo da interdire il 1° tubo, mentre il 2° è in istato di massima conduzione. Il ciclo si svolge in due tempi entro due condizioni limiti di instabilità: nella prima condizione limite il triodo 1 è massimamente conduttore ed il triodo 2 è interdetto, nella seconda condizione limite le sorti si invertono, ossia il triodo 1 è interdetto, mentre il triodo 2 è fortemente conduttore.

Un istante prima che si verifichi la prima condizione limite (tubo 1 conduttore, tubo 2 interdetto) la tensione ai capi del condensatore di accoppiamento C_1 è

$$Vc_1 = Va_2 - Vg_{01}$$

in cui Va_2 è la tensione fra catodo e placca del triodo 2 quando è ancora conduttivo, Vg_{01} è il potenziale di interdizione del triodo 1.

Quando la suddetta condizione si verifica il tubo 2 resta inoperoso fino a che la sua polarizzazione non raggiunge (nel senso del negativo in diminuzione) il valore Vg_{02} di interdizione. Durante il periodo di interdizione la placca del tubo 2 ha lo stesso potenziale V_{AT} fornito dall'alimentatore anodico,

poichè la caduta di tensione nella resistenza di carico anodico Ra_2 è nulla essendo nulla la corrente. Ciò significa che per tutto il tempo di interdizione del tubo 2, il condensatore C_1 tende a caricarsi alla tensione $+V_{AT}$. Ma la carica di C_1 non è istantanea, perciò alla griglia del tubo 1 perviene un guizzo positivo di tensione, che rende massima la sua corrente anodica. Il fatto stesso che la griglia sia resa positiva provoca corrente di griglia nel triodo 1 e C_1 inizia a caricarsi verso $+V_{AT}$ attraverso Ra_2 e la resistenza rgk_1, che prende una piccola parte alla carica di C_1. Anzi, essendo rgk_1 molto piccola nel periodo di griglia conduttiva, si può ritenere senza apprezzabile errore che la carica avvenga solo attraverso Ra_2 e che sia governata dalla costante di tempo Ra_2 C_1. Il circuito equivalente per la

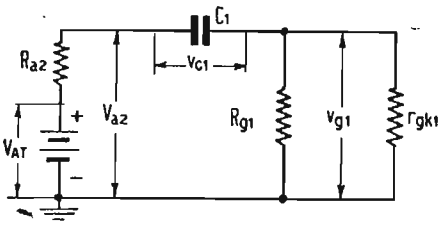


Fig. 13. — Circuito equivalente di carica C_1.

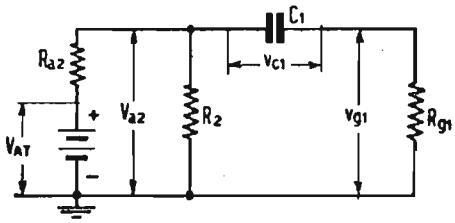


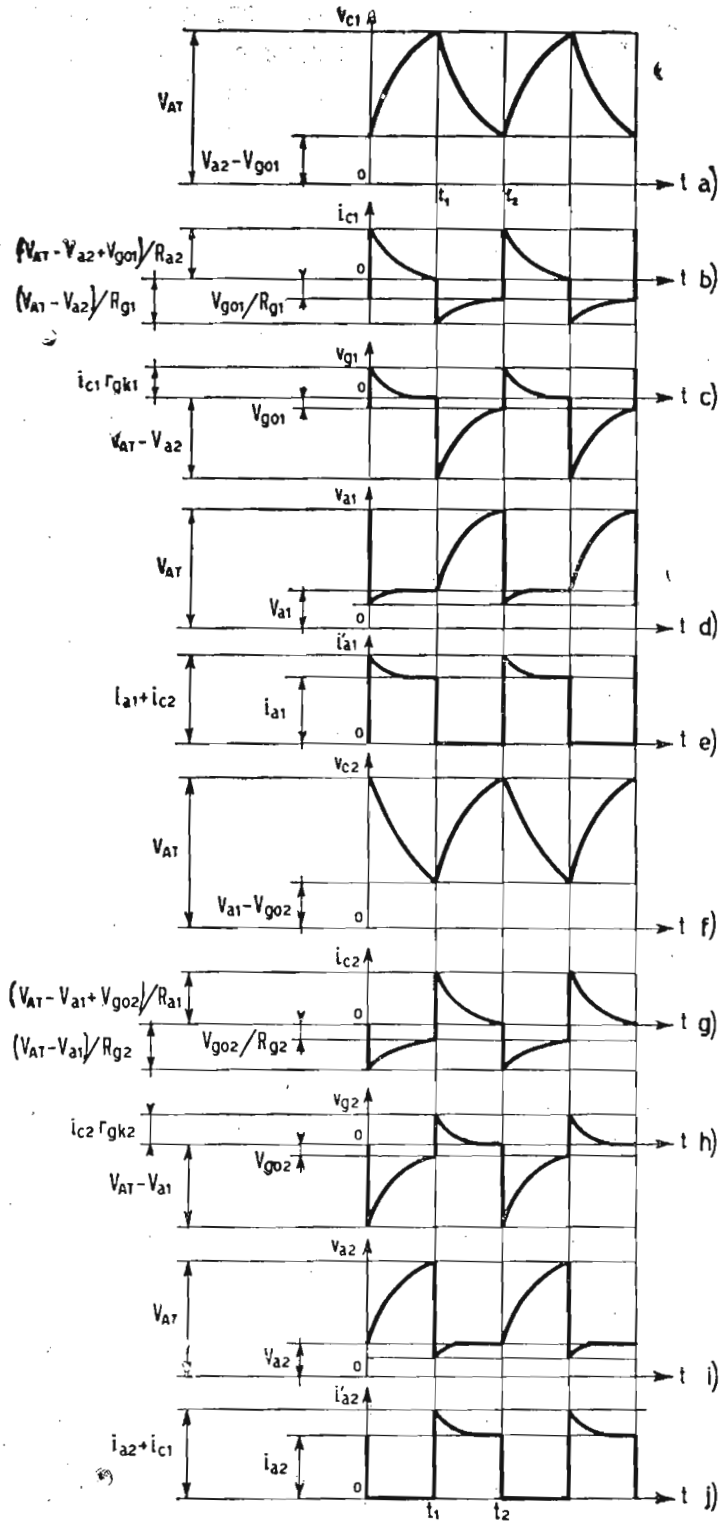
Fig. 14. — Circuito equivalente di scarica C_1.

carica di C_1 è indicato in fig. 13. Durante la carica la tensione Vc_1 varia entro i limiti Va_2 — Vg_{01} e $+$ V_{AT} (tensione di alisione di alimentazione anodica), dove Va_2 è la tensione fra catodo e placca del triodo 2 quando è conduttivo.

Dall'istante in cui avviene la commutazione la tensione ai capi di C_1 segue una legge crescente esponenziale.

La corrente di carica ic_1 all'istante iniziale è massima ed è uguale alla tensione applicata al circuito divisa per la resistenza Ra_2, che sola agisce in quanto in tale istante il condensatore si comporta come un corto circuito; quindi la ic_1 diminuisce nel tempo, man mano che la carica di C_1 si completa, con legge esponenziale decrescente.

Questo stato di cose persiste finchè con una seconda commutazione si verifica la già menzionata seconda condizione limite: il tubo 1 si blocca, il tubo 2 comincia a condurre. In tale istante il condensatore C_1 inizia a scaricarsi sulla resistenza Rg_1 (la resistenza griglia-catodo del tubo 1 è ora grandissima, perchè il tubo è interdetto) e Ra_2 la quale ultima ha in parallelo la resistenza propria R_2 del tubo che è molto piccola rispetto a Rg_1. La corrente di scarica è dunque limitata solo da Rg_1. Il



circuito equivalente per la scarica di C_1 è rappresentato in figura 14. La tensione alla quale inizia la scarica di C_1 è praticamente concidente con $+V_{AT}$; la tensione di fine scarica è $V_{a2} - V_{g01}$ (cioè la tensione tende al livello che aveva prima che C_1 si caricasse).

Il moto elettronico richiamato dalla scarica ha senso opposto a quello di carica, per cui la corrente che durante la carica era positiva ed era diminuita fino ad annullarsi a carica completa, subisce una brusca inversione e diventa negativa nell'istante in cui C_1 comincia a scaricarsi; come si è detto la sua ampiezza è limitata solo da R_{g1}.

Col progredire della scarica i_{c1} diminuisce in valore assoluto e tende al valore V_{g01}/R_{g1} con la solita legge esponenziale.

Quando la scarica di C_1 è ultimata la tensione di griglia al triodo 1 vale V_{g01}; i_{c1} raggiunge la sua minima ampiezza,

Fig. 15. — Forme d'onda delle tensioni e correnti per due cicli completi del multivibratore simmetrico di fig. 12.

interviene una nuova commutazione ed il ciclo ricomincia.

In fig. 15 sono rappresentate le forme di onde delle tensioni e correnti in circuito in funzione del tempo, per i due triodi. E' facile constatare che i diagrammi relativi al triodo 2 sono uguali a quelli relativi al triodo 1, ma sono spostati nel tempo di 180°, perchè un tubo è conduttivo mentre l'altro è interdetto. Il periodo di conduzione per ciascun tubo è uguale al periodo di interdizione dell'altro. Le variazioni dallo stato di conduzione a quello di bloccaggio generano le azioni di commutazione menzionate.

Si osserva che il funzionamento del multivibratore simmetrico è possibile in quanto tosto che si applica la tensione anodica ai due tubi (accesi) la corrente anodica non può essere identica per entrambi, anche se le condizioni sono le stesse (uguali tubi, uguali tensioni, uguali resistenze, uguali capacità in valore e dimensioni), perchè non è possibile evitare minime differenze costruttive.

Comunque sia originata una piccolissima differenza di corrente di placca dei due tubi, viene immediatamente amplificata fino a portare un tubo alla massima conduzione e l'altro all'interdizione. Ritornando alla fig. 15 il ciclo di oscillazione si svolge nel modo seguente:

L'origine dei tempi coincide coll'istante in cui il triodo 2 cessa di essere conduttivo (v. $i'a_2$ in fig. 15j), mentre il triodo 1 è alla massima conduzione (v. $i'a_1$ in fig. 15e). La corrente ia_1 scorrendo nella resistenza di carico Ra_1 del triodo 1 provoca l'abbassamento istantaneo della tensione di placca da V_{AT} a Va_1 (v. fig. 15d). La d.d.p. placca-catodo applicata al circuito C_2 Rg_2 di accoppiamento viene ridotta repentinamente, il condensatore C_2 deve iniziare la scarica, all'istante iniziale della quale l'intera d.d.p. (V_{AT} — Va_1) risulta applicata ai capi della resistenza di griglia Rg_2, col capo connesso alla griglia negativo, provocando l'interdizione del triodo 2. Durante la scarica di C_2 la tensione vc_2 ai suoi capi diminuisce esponenzialmente secondo la fig. 15f), la corrente ic_2 in esso varia come in fig. 15g), mentre la polarizzazione vg_2 (v, fig. 15h) passa esponenzialmente dal valore —(V_{AT} — Va_1) al valore Vg_{02} di interdizione del secondo triodo, valore che viene raggiunto all'istante t_1 col quale cessa il primo semiciclo ed inizia il secondo semiciclo. Nel frattempo il condensatore C_1 si è caricato secondo la figura 15a) dal livello di tensione (Va_2 — Vg_{01}) al livello V_{AT}, l'andamento della tensione Vc_1 ai suoi capi si ripercuote sulla forma d'onda della tensione di uscita in placca (v. fig. 15i) del

triodo 2, la quale si scosta dalla forma rettangolare tanto più, quanto più lenta è la carica di C_1.

Nel 1° semiciclo ($o < t < t_1$) la polarizzazione del triodo 1 varia secondo la vg_1 di fig. 15c), ossia passa rapidamente dal valore $rgk_1\ ic_i$ [dovuta allo scorrere della corrente ic_1 (v. figura 15b) di carica attraverso la resistenza griglia catodo del tubo 1] al valore zero, che conserva fino all'istante t_1.

All'istante t_1 la scarica di C_2 ha portato la polarizzazione del triodo 2 al valore Vg_{02} allora ricomincia a scorrere in esso corrente anodica.

La risultante caduta di tensione $Ra_2\ i'a_2$ in placca (dal valore V_{AT} al valore Va_2) rende negativa la griglia del triodo 1 riducendone la sua corrente di placca ed aumentandone la tensione anodica. Questa rende la griglia del tubo 2 più positiva, diminuendo ulteriormente la sua tensione di placca e fa sì che il tubo 1 sia pilotato ancora in senso negativo.

Questa amplificazione dello sbilanciamento fra gli stadi rovescia la azione dei due tubi istantaneamente, col risultato che ora il triodo 1 è interdetto, mentre il triodo 2 è massimamente conduttivo. Nel periodo $t_1<t<t_2$ il comportamento del circuito è il seguente: la tensione catodo-placca del tubo 1 ora interdetto sale dal valore Va_1 al valore V_{AT} rendendo positiva la griglia del tubo 2, obbligando il condensatore C_2 a caricarsi rapidamente attraverso la bassa resistenza griglia-catodo del tubo 2 e alla resistenza Ra_1; la tensione di griglia vg_2 si riduce rapidamente a zero a carica ultimata di C_2 (v. fig. 15h); la corrente ia_2 assume il valore competente alla polarizzazione nulla (v. fig. 15j) e lo mantiene per tutto il periodo di interdizione del triodo 1 ($ia_1 = 0$; v. fig. 15e). Nel contempo il condensatore C_1 si scarica attraverso la resistenza di griglia Rg_1 del 1° stadio; la tensione ai suoi capi diminuisce secondo la fig. 15a), la corrente nel circuito di scarica si riduce dal valore $-\left(\frac{V_{AT} - Va_2}{Rg_1}\right)$ al valore $-Vg_{01}/Rg_1$ (v. fig. 15b) e la polarizzazione vg_1 del triodo 1 diminuisce dal valore $-(V_{AT} - Va_2)$ al valore Vg_{01} (v. fig. 15c); la tensione di placca del primo tubo cresce da Va_1 a V_{AT} (v. fig. 15d). Nel secondo semiciclo le

tensioni Va_2, Vc_2 e la corrente ic_2 hanno l'andamento segnato rispettivamente nelle figg. 15i), 15f) e 15g). All'istante t_2, che segna la fine del ciclo completo, C_1 ha ultimato la sua scarica, C_2 ha ultimato la sua carica, il triodo 1 inizia nuovamente ad essere conduttivo, il triodo 2 risulta interdetto e comincia un nuovo ciclo.

Il periodo totale dell'oscillazione rilassata è fornito dalla:

$$T = 1/f = t' + t'' = Rg_1\, C_1\, lge\left(\frac{VAT - Va_2}{-Vgo_1}\right) + Rg_2\, C_2$$

$$= lge\left(\frac{VAT - Va_1}{-Vgo_2}\right)$$

dove t' e t'' sono i tempi di scarica rispettivamente di C_1 su Rg_1 e di C_2 su Rg_2. Questa formula è valida solo per basse frequenze f di ripetizione.

Alle alte frequenze è necessario tenere conto delle capacità proprie griglia-catodo dei due tubi. Se i tubi 1 e 2 di figura 12 sono uguali e lavorano nelle stesse condizioni ($Va_1 = Va_2 = Va$; $Vgo_1 = Vgo_2 = Vgo$; $Rg_1 = Rg_2 = Rg$; $C_1 = C_2 = C$) si trova per il periodo T la seguente espressione:

$$T = 1/f = 2\, Rg\, C\, lge\left(\frac{VAT - Va}{-Vgo}\right)$$

L'onda di tensione generata secondo quest'ultima è approssimativamente rettangolare, con uguale durata per le due semionde, infatti essendo $Rg_1\, C_1 = Rg_2\, C_2$ risulta che $t' = t''$; dunque per ottenere un'onda rettangolare perfettamente simmetrica non è necessario che sia $Rg_1 = Rg_2$, $C_1 = C_2$, ma è sufficiente che siano uguali le costanti di tempo dei due circuiti di scarica. Tale uguaglianza si può ottenere in infiniti modi. La durata delle due semionde può essere variata secondo un rapporto K qualsiasi ponendo: $Rg_1\, C_1 = K\, Rg_2\, C_2$, in cui K può essere maggiore uguale minore di 1, con la sola limitazione che $t' + t'' = T = 1/f$, qualora sia fissata la frequenza di ripetizione.

MULTIVIBRATORI POLARIZZATI

L'istante in cui si verifica il fronte posteriore (fronte finale) dipende dall'intersezione fra la curva esponenziale della tensione di griglia corrispondente alla scarica del condensatore e il livello del potenziale di interdizione al quale inizia la conduzione del tubo. Se questa intersezione è ben definita, anche l'istante in cui si forma il fronte posteriore è ben definito se al contrario, l'intersezione è graduale, il punto di intersezione, e quindi l'inizio del fronte posteriore, dipenderà in misura variabile dalle variazioni delle tensioni in gioco e delle costanti del tubo. Affinchè l'intersezione sia netta e bene localizzata occorre che essa interessi la curva di scarica nel suo primo tratto, ove essa può essere considerata rettilinea.

Ciò si ottiene applicando alla griglia del tubo una polarizzazione positiva + Vg, il cui effetto è mostrato in fig. 16.

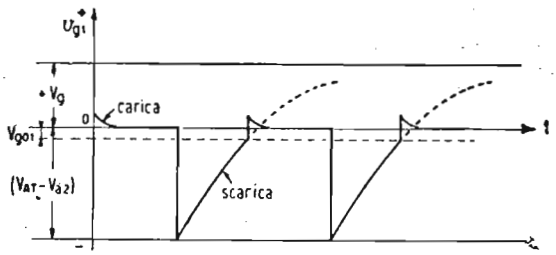


Fig. 16. — Forma d'onda della tensione di griglia del triodo 1 polarizzato positivamente con $+V_g$.

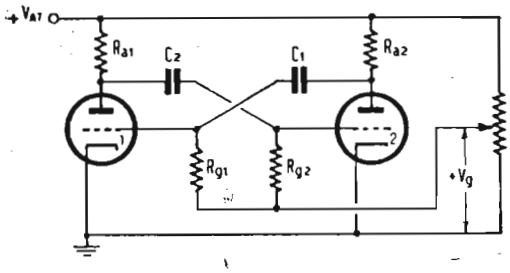


Fig. 17. — Multivibratore con entrambi i tubi polarizzati positivamente.

Si nota una abbreviazione nel tempo di scarica e quindi una diminuzione della larghezza dell'impulso rettangolare raccoglibile sull'anodo, in pratica i ritorni delle griglie anzichè essere collegati ai catodi, vengono riportati ad un divisore di tensione ricavato dall'alimentatore anodico come in fig. 17, nel qual caso il periodo T è fornito dalla:

$$T = Rg_1\ C_1\ lge\ \frac{V_{AT} - Va_2 + Vg}{-Vg_{01} + Vg} + Rg_2\ C_2\ lge\ \frac{V_{AT} - Va_1 + Vg}{-Vg_{02} + Vg}$$

La probabilità di variare Vg, offre un mezzo per variare entro larghi limiti la frequenza dell'oscillazione rilassata. E facile ottenere una legge lineare di dipendenza della frequenza generata dalla tensione Vg di polarizzazione inserendo opportune resistenze nei due circuiti catodici di fig. 17, i valori delle quali si determinano sperimentalmente.

I circuiti equivalenti di carica e scarica di C_1 e di C_2 sono rappresentati in fig. 18 a), b), c), d).

Se in luogo di polarizzare entrambi i tubi se ne polarizza uno solo, si perviene al circuito di fig. 19 in cui la griglia del triodo 2 è riportata, attraverso alla resistenza Rg_2 al + V_{AT} dell'alimentatore anodico.

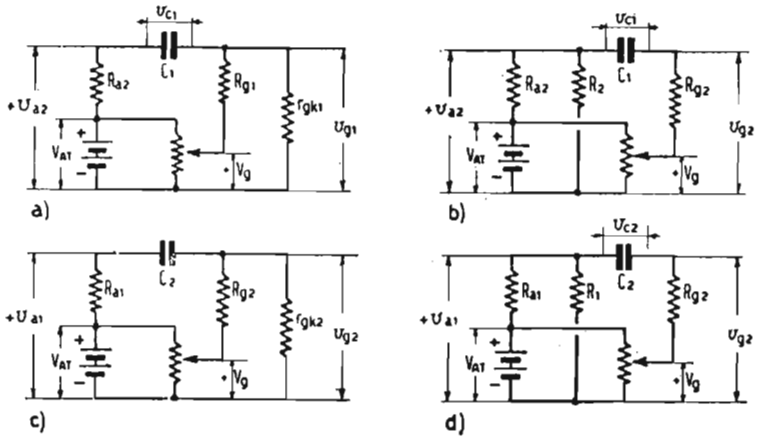


Fig. 18. — Circuito equivalente: a) di carica di C_1; b) di scarica di C_1; c) di carica C_2; di scarica C_2 per il multivibratore polarizzato di fig. 17.

Per effetto della polarizzazione del triodo 2 la frequenza generata è maggiore di quella che si avrebbe per un multivibratore di uguali costanti circuitali, ma non polarizzato; infatti, mentre è rimasto invariato il tempo per il ripristino della conduzione del triodo 1, è diminuito il tempo per il ripristino della conduzione del triodo 2. E' evidente che in simili condizioni le forme d'onda generate dai due triodi non sono uguali in larghezza, perchè le loro durate sono differenti. Si arriva cioè ad una dissimmetria di condizioni finali risultante dal montaggio non più rigorosamente simmetrico del circuito. Si è già detto che per variare la durata delle semionde basta far differenti le costanti di tempo dei circuiti di griglia dei due tubi, tuttavia questo sistema ha delle limitazioni in quanto se si volesse ottenere due semionde fortemente sbilanciate, sarebbe necessario fare molto grande la costante di tempo Rg_2 C_2 di un tubo rispetto a quella Rg_1 C_1 dell'altro tubo, il che porterebbe ad una instabilità del fronte posteriore dell'onda a grande costante di tempo. Per il multivibrante di fig. 19 valgono i circuiti equivalenti di fig. 18 c) e d) per la carica e la scarica di C_2 dove però si sostituisca a Vg la tensione V_{AT}; analogamente l'andamento della tensione Vg_2 di griglia del triodo 2 è fornito dalla fig. 16 con la stessa sostituzione.

MULTIVIBRATORI DISSIMMETRICI AD ACCOPPIAMENTO CATODICO

Il multivibratore è realizzabile anche con schemi che differiscono dal tipo convenzionale di fig. 12, costituendo uno dei due accoppiamenti fra i due tubi di tipo diretto con una resistenza Rk inserita nel circuito catodico comune ad entrambi i tubi; l'altro accoppiamento, la cui costante di tempo principalmente presiede alla determinazione della frequenza di oscillazione, è effettuato mediante un complesso Rg_2 C.

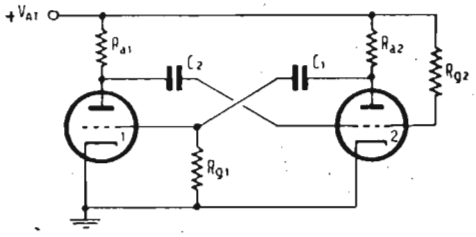


Fig. 19. — Multivibratore con un solo tubo polarizzato positivamente.

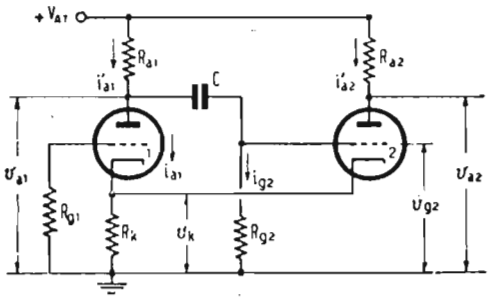


Fig. 20. — Multivibratore dissimmetrico ad accoppiamento diretto.

Si perviene in tal modo al multivibratore dissimmetrico di fig. 20 il cui pregio principale è quello di eliminare la possibilità di oscillazioni complesse su frequenze indesiderate, che talvolta si verificano coi multivibratori classici simmetrici. La generazione delle oscillazioni con lo schema di fig. 20 risulta dall'azione favorevole della corrente ia_2 del triodo 2 percorrente la resistenza Rk, azione che supera nettamente (a motivo dell'amplificazione esistente fra i due tubi) quella sfavorevole della corrente ia_1 del triodo 1 percorrente la stessa resistenza.

Il funzionamento del circuito di fig. 20 differisce alquanto da quello del multivibratore simmetrico, e può essere spiegato nel modo seguente:

Si supponga che inizialmente non sia applicata la tensione anodica ad entrambi i tubi accesi: allora entrambe le griglie si trovano al potenziale di massa ed il condensatore C di accoppiamento è completamente scarico. L'applicazione della tensione anodica $+$ V_{AT} provoca un immediato passaggio di corrente in entrambi i tubi, le placche dei quali assumono i potenziali Va_1 e Va_2 rispettivamente, necessariamente minori di V_{AT}.

La d.d.p. (V_{AT} — Va_1) che si manifesta nel circuito ano-

dico del triodo 1 viene istantaneamente trasmessa alla griglia del triodo 2 tendendo a polarizzarlo all'interdizione, perchè la tensione ai capi di C non può variare istantaneamente. L'effetto è esaltato dalle correnti che percorrono la comune Rk, agli estremi della quale si localizza la tensione di catodo per entrambi i tubi; ma se la i_{a_2} decresce, la i_{a_1} aumenta, dal che sorge una tensione più negativa alla griglia del triodo 2 e una tensione più positiva ai due catodi, perciò il secondo tubo raggiunge rapidamente l'interdizione e rimane non conduttivo per tutto il tempo richiesto da C a scaricarsi secondo la nota leg-

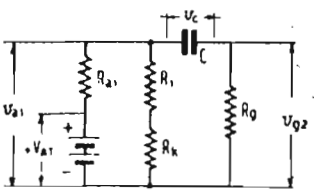


Fig. 21. — Circuito equivalente di scarica di C di fig. 20.

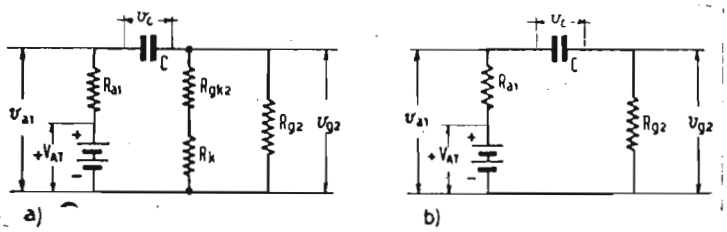


Fig. 22. — Circuiti equivalenti di scarica di C di fig. 20: a) circuito valido per i_{g_2} diversa da zero; b) circuito valido per $i_{g_2} = 0$.

ge esponenziale fino a raggiungere, nel senso della tensione negativa decrescente, il valore del potenziale di interdizione. Il circuito equivalente di scarica di C è rappresentato in fig. 21 dove R_1 indica la resistenza del triodo 1 quando è conduttivo. Una volta raggiunto tale potenziale ricomincia a scorrere corrente nel triodo 2, il che provoca un aumento di tensione catodica ed una diminuzione della corrente anodica i_{a_1} del primo tubo; ne consegue un aumento della tensione di placca di quest'ultimo, equivalente ad un segnale positivo per la griglia del triodo 2. Questo stato di cose persiste fino a che il primo tubo è completamente interdetto, mentre il secondo raggiunge la massima conduzione. Allora la sua corrente anodica è massima ciò che fa aumentare rapidamente la tensione dei catodi. Essendo inoltre la griglia del triodo 2 positiva, si ha in esso corrente di griglia e il condensatore C si carica abbastanza rapidamente fino a quando $V_{g_2} = v_k$, dopo di che la carica di C prosegue con diminuita rapidità. La carica di C fa diminuire la polarizzazione positiva e la i_{a_2} del triodo 2, nonchè la tensione dei catodi v_k. La griglia del primo tubo è costantemente mantenuta al potenziale di massa, per modo che lo stadio rimane interdetto per tutto il tempo in cui i catodi assumono

un potenziale positivo rispetto alla massa, superiore in valore assoluto al potenziale di interdizione Vg_{01}.

Il ciclo si inverte quando $vk < vg_{01}$. Come si è visto la carica di C consta di due fasi: la prima ha luogo fintanto che si ha passaggio di corrente di griglia ig_2 nel triodo 2 (v. fig. 22 a); la seconda ha luogo a velocità ridotta per il rimanente intervallo in cui $ig_2 = 0$, necessario a completare la carica (v. figura 22 b).

La fig. 23 mostra le forme d'onda delle tensioni vg_2, vk e va_1; in essa è ben visibile la discontinuità delle curve in corrispondenza della cessazione della corrente di griglia ig_2.

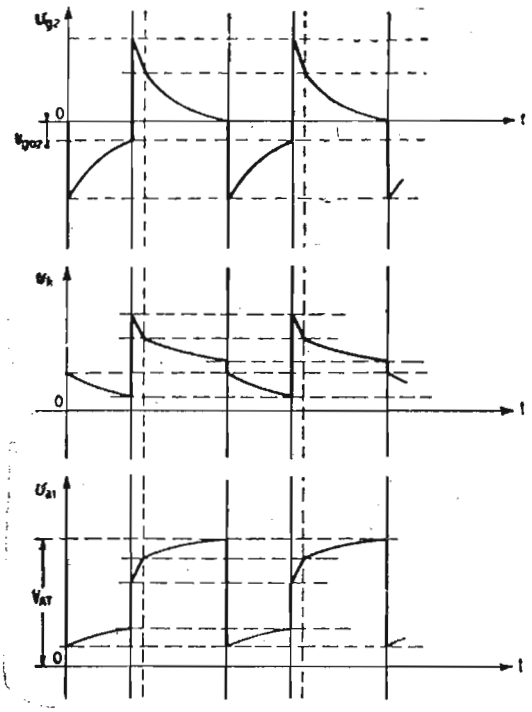


Fig. 23. — Forma d'onda nel multivibratore dissimmetrico ad accoppiamento diretto di fig. 20.

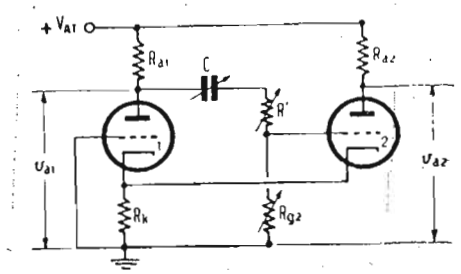


Fig. 24. — Multivibratore dissimmetrico per frequenze acustiche.

Le due semionde generate da un multivibratore dissimmetrico possono avere durate molto diverse, il rapporto delle quali può essere fatto variare entro limiti assai estesi introducendo una resistenza R' in serie con la griglia del triodo 2. Collegando inoltre la griglia del primo triodo direttamente a massa si perviene al circuito di fig. 24, particolarmente adatto per la generazione di oscillazioni a frequenze acustiche e che oltre al pregio principale già menzionato, offre i seguenti vantaggi; possibilità di variare la frequenza da pochi periodi al sec fino a 20 kHz con la variazione della sola resistenza Rg_2 o della sola capacità C; possibilità di variare la capacità C e quindi la frequenza, entro ampi limiti senza modificare la forma d'onda dell'oscillazione; possibilità di ottenere diagrammi praticamente rettangolari con differenti rapporti fra le durate delle due semionde.

Le resistenze anodiche Ra_1 e Ra_2 devono essere scelte di valore alcune volte superiore alle resistenze interne dei triodi

usati; alla resistenza Rg_2 si assegna generalmente un valore assai superiore alle resistenze anodiche; il valore della resistenza catodica Rk deve essere ricercato entro un adatto intervallo dipendente dal rapporto Rg_2/R'.

Se si pone R' dello stesso ordine di grandezza di Rg_2 si ottengono due semionde di durata pressochè uguale. Se si impiegano triodi 6C5 e si adottano i seguenti valori:

$Rg_2 = R' = 0{,}5$ Mohm $\quad C = 2$ mμF

$Ra_1 = Ra_2 = 50$ kohm $\quad Rk = 5$ kohm

$V_{AT} = 200$ V

la frequenza generata risulta di 400 Hz. La frequenza può essere variata ampiamente facendo 1 kohm $< Rk \leqslant 50$ kohm. La frequenza generata diminuisce con l'aumentare della tensione anodica V_{AT} con la legge vicina all'esponenziale; aumenta leggermente col diminuire della tensione di accensione; diminuisce, come è logico, con l'aumentare della resistenza catodica Rk. Il periodo dell'oscillazione è infine funzione praticamente lineare della resistenza Rg_2, legge che si verifica con maggior rigore nei confronti delle variazioni della capacità C. Se si desiderano delle correnti anodiche a guizzo è necessario usare per Rg_2 valori dell'ordine di 1 Mohm (facendo inoltre $R' = 0$; $Rk = 3$ kohm; $C = 5$ mμF).

La resistenza R' si dimostra assai utile per ottenere forme d'onda prossime alla rettangolare; una buona condizione è la seguente: $Rg_2 = R' = 0{,}5$ Mohm; $Rk = 4$ kohm; $C = 5$ mμF. Le forme d'onda delle correnti anodiche sono praticamente indipendenti dalla capacità, salvo che per valori molto piccoli di questa (frequenze molto alte) e per valori della resistenza Rk prossimi ai limiti d'innesco delle oscillazioni.

MULTIVIBRATORI A PENTODI

Il circuito del multivibratore simmetrico per doppio accoppiamento anodico può essere ottenuto impiegando dei pentodi in luogo dei triodi adottati negli schemi precedenti. Un circuito a pentodi è rappresentato in fig. 25. Per la generazione della oscillazione si sfruttano i triodi costituiti dal catodo, dalla prima griglia e dallo schermo, esattamente come nel multivribatore di tipo convenzionale. Le placche dei pentodi funzionano da elettrodi di raccolta. Le resistenze di carico anodico Ra_1 e Ra_2 essendo connesse alle placche che sono schermate dai circuiti attivi generatori per mezzo delle griglie di soppressione, non influenzano con le loro eventuali variazioni

il circuito generatore, per cui la frequenza dell'oscillazione è indipendente dal carico. E' conveniente avvertire che per il circuito di fig. 25 è necessario sostituire nelle considerazioni

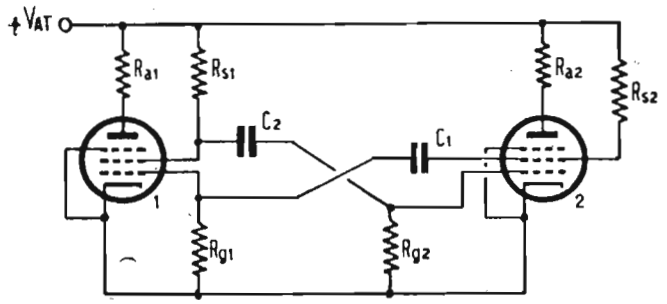


Fig. 25. — Multivibratore simmetrico a pentodi.

precedentemente svolte le resistenze Rs_1 e Rs_2 al posto delle resistenze Ra_1 e Ra_2 che figurano come resistenze di carico dei triodi negli schermi sopra considerati.

CONSIDERAZIONI GENERALI SUL PROGETTO DEI MULTIVIBRATORI

Nel progettare un multivibratore occorre considerare i vari fattori in gioco. Anzitutto si devono scegliere i valori delle costanti circuitali e delle tensioni di alimentazione atti a fornire la desiderata frequenza di ripetizione. Se come avviene in televisione, è necessario ottenere una prestabilita forma d'onda in uscita, bisogna prendere attentamente in considerazione i fattori che presiedono alla rapidità delle variazioni delle tensioni. Così se si richiede un fronte anteriore di potenziale molto ripido si deve seguire la tecnica degli amplificatori video, cioè si impiegano bassi valori delle resistenze di carico e tubi elettronici a piccola capacità di entrata e di uscita. Scegliendo opportunamente questi valori non è difficile ottenere fronti d'onda in cui la durata dell'aumento dal livello iniziale (per lo più il livello zero) al livello finale richiesto è di 1 μsec, e ciò impiegando tubi riceventi a basse correnti anodiche. Se questo tempo deve ancora essere diminuito, diciamo debba essere 0,2 μsec, si ricorre ai tipi di tubi con maggiori correnti, per es. il tubo 6AG7.

Quanto si è in qui detto dei multivibratori costituisce l'introduzione indispensabile per ben comprendere le applicazioni che questi tipi di oscillatori di rilassamento hanno nel campo televisivo come generatori di sincronismo, generatori fortemente polarizzati, generatori « sweep » in genere e generatori « sweep » speciali per la deviazione elettromagnetica.

LEZIONE XX

L'OSCILLATORE BLOCCATO

Se in un multivibratore si sostituisce il secondo stadio con un trasformatore (per lo più a ferro nelle applicazioni televisive date le basse frequenze in gioco) connesso tra placca e griglia del primo stadio in modo da provocare reazione, si realizza un circuito caratterizzato dal fatto che il tubo è conduttivo fortemente per un breve intervallo di tempo, mentre è interdetto per un tempo assai più lungo del precedente. La somma di questi due tempi costituisce il periodo dell'oscillazione rilassata. Un tale circuito si chiama oscillatore bloccato rappresentano in fig. 26.

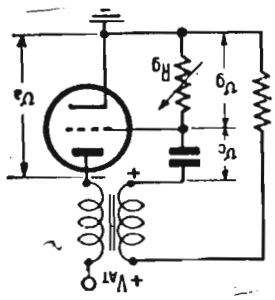


Fig. 26. — Oscillatore bloccato.

Il suo funzionamento è il seguente: si consideri come istante iniziale quello in cui viene applicata la tensione anodica. Si ha subito un passaggio di corrente placca, perchè inizialmente non vi è polarizzazione di griglia. La tensione di placca diminuisce; questa diminuzione appare ai capi del primario del trasformatore ed una tensione indotta si manifesta al secondario; alla griglia perviene un impulso positivo di tensione, dato che la fase delle connessioni del trasformatore è tale da assicurare la rigenerazione. La griglia positiva ha per conseguenza di rinforzare la corrente anodica. L'effetto reattivo continua finchè passa la corrente di griglia *ig*, la quale carica il condensatore *C* di accoppiamento con la

griglia alla tensione $(1/C) \int^{t_1}_0 ig\, dt$, il limite superiore t_1 dell'integrale è il tempo di carica, quando la corrente nella resistenza Rg è trascurabile essendo praticamente cortocircuitata dalla resistenza dello spazio griglia-catodo, molto piccola allorchè scorre corrente di griglia. La carica cessa quando il potenziale anodico diventa così basso che il circuito di placca non può sostenere l'alimentazione del forte carico imposto dalla bassa impedenza riflessa dal circuito di griglia. A questo punto non si ha alcuna tensione indotta nell'avvolgimento di griglia e la tensione ai capi di C comincia a diminuire.

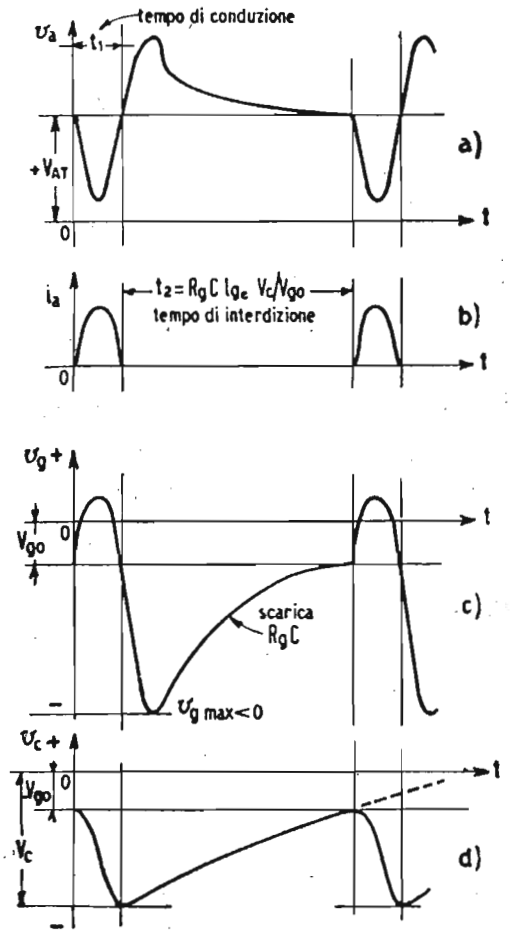


Fig. 27. — Forme d'onda in un ciclo di un oscillatore bloccato.

Con la scarica di C diminuiscono la tensione griglia-catodo (cioè la griglia diventa più negativa) e la corrente di placca e quindi aumenta il potenziale anodico. Interviene qui un effetto di saturazione del trasformatore e della corrente di placca in seguito ad una diminuita velocità di variazione del campo magnetico, che provoca una diminuzione dell'ampiezza della tensione indotta di reazione. Con la diminuzione della corrente anodica il campo magnetico del trasformatore si indebolisce inducendo una tensione ai capi del secondario di polarità opposta alla tensione indotta nella prima fase quando la corrente era in aumento, rendendo la griglia più negativa. Inizia allora una azione cumulativa che porta il tubo all'interdizione molto rapidamente, e un segnale negativo di tensione molto ampio si sviluppa ai capi del secondario per effetto del subitaneo affievolimento del campo, provocando un fortissimo guizzo negativo sulla griglia oltre il valore del potenziale di interdizione. Col tubo interdetto la carica accumulata nel condensatore C può scemare solo attraverso la resistenza di griglia Rg, e il condensatore si sca-

rica secondo la nota curva esponenziale verso il potenziale zero, la scarica essendo approssimativamente governata dalla costante RgC.

Questo aumento della tensione dai valori negativi decrescenti verso lo zero continua finchè viene ripristinato il potenziale di interdizione, appena oltrepassato il quale, il tubo riprende a condurre ed un nuovo ciclo si inizia. In figura 27 a), b), c), d) sono rappresentati i diagrammi in un ciclo rispettivamente della tensione anodica va, della corrente anodica ia, della tensione di griglia vg e della tensione vc ai capi di C.

Il periodo totale T e la frequenza dell'oscillazione rilassata generata dall'oscillatore bloccato sono forniti dalla:

$$T = 1/f = t_1 + t_2 = t_1 + RgC \; lge \; Vv - Vgo$$

in cui t_1 è la durata dell'impulso positivo di griglia, durante la quale il tubo è conduttivo, Vc è il potenziale alle armature del condensatore caricatosi durante il tempo t_1 e Vgo è il potenziale di interdizione del tubo. Si noti che t_1 dipende dall'induttanza e dalla capacità degli avvolgimenti del trasformatore oltre che da C, mentre t_2 è determinato solo dalla costante di tempo RgC.

La denominazione di « oscillatore bloccato » è giustificata dal suo funzionamento ed il bloccaggio dell'oscillazione è dovuto al gruppo RgC, che determina anche la frequenza. Infatti quando la griglia è resa positiva, il passaggio della ig provoca il sorgere di una polarizzazione per falla di griglia di valore approssimativamente uguale alla tensione di reazione. Il circuito allora continuerebbe ad oscillare alla frequenza naturale di risonanza determinata dall'induttanza e dalla capacità propria degli avvolgimenti del trasformatore di reazione; la forma d'onda sarebbe sinoidale. Ma questo processo viene alterato dalla presenza del gruppo RgC la cui costante di tempo è sufficientemente lunga a bloccare il tubo, interdicendo la corrente anodica. L'interdizione perdura finchè la tensione ai capi di C scaricantesi sulla Rg diminuisce il valore assoluto fino a raggiungere e superare il potenziale di interdizione, sbloccando il tubo che riprende ad oscillare. In conclusione il circuito si comporta come un oscillatore intermittente, in quanto il suo ciclo naturale viene interrotto

e ripreso secondo la legge imposta dalla costante di tempo *RgC*.

La tensione istantanea di griglia è la risultante della somma di due componenti: la prima è la tensione di reazione sviluppata attraverso al secondario del trasformatore e in-

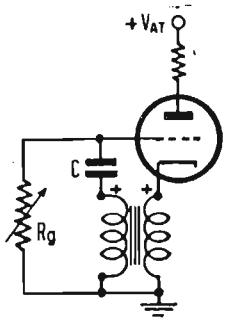


Fig. 28. — Oscillatore bloccato con accoppiamento griglia-catodo.

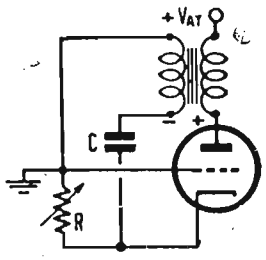


Fig. 29. — Oscillatore bloccato con accoppiamento placca-catodo.

dotta dalla variazione della corrente anodica sul primario; la seconda è la tensione di polarizzazione sviluppata per opera del segnale di reazione che rende la griglia positiva, con conseguente passaggio di corrente di griglia e carica del condensatore. L'aumento di questa polarizzazione può essere molto rapido finchè perdura la *ig* e il condensatore *C* si carica; la

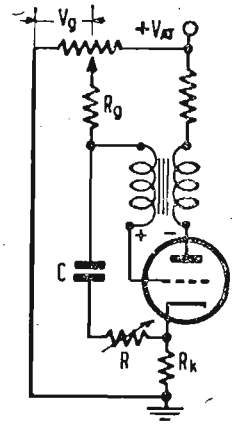


Fig. 30. — Oscillatore bloccato polarizzato positivamente.

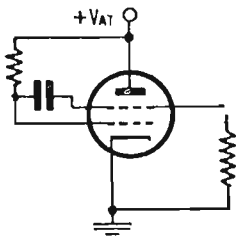


Fig. 31. — Oscillatore originale Van der Pol.

diminuzione della polarizzazione è invece relativamente lenta durante la scarica di *C* sulla resistenza *Rg*, quando la tensione di reazione diminuisce. Delle due componenti della tensione di griglia quella dovuta all'effetto reattivo può annullarsi istantaneamente, al cessare della reazione, mentre la componente di polarizzazione richiede sempre un tempo finito per ridursi a zero.

L'oscillatore bloccato può essere ottenuto disponendo il trasformatore in altri modi oltre a quello rappresentato in

fig. 26. Così esso può essere connesso nei circuiti di catodo e griglia (fig. 28), ovvero nei circuiti di catodo e placca (fig. 29).

La precisione con cui si forma il fronte posteriore dell'impulso di uscita, può essere disciplinata operando come per i multivibratori, ossia polarizzando positivamente la griglia dell'oscillatore bloccato come mostrato in fig. 30. Il periodo di ripetizione T e la frequenza f per tale circuito sono forniti dalla:

$$T = 1/f = t_1 + t_2 = t_1 + RC \; lge \frac{Vg + Vc}{Vg - Vgo}$$

La durata dell'impulso t_1 dipende dalla capacità C e dalle caratteristiche del trasformatore. Per un dato trasformatore l'elemento più importante è il valore di C, al quale la lunghezza dell'intervallo di tempo t_1 è circa direttamente proporzionale. Il tempo t_1 può variare entro ampi limiti variando C; ad es. si possono ottenere impulsi da 0,2 μsec a 20 μsec dimensionando opportunamente il condensatore mantenendo inalterato il trasformatore.

Nelle applicazioni televisive l'oscillatore bloccato deve azionare il tubo di scarica che è il vero generatore di tensioni a denti di sega. Precisamente si sfrutta la forma d'onda della tensione di griglia vg indicata in fig. 27c) per comandare la griglia di detto tubo di scarica; infatti gli stretti impulsi positivi la rendono istantaneamente positiva, con che il tubo diventa conduttivo ed il condensatore di scarica collegato tra la sua placca e la massa si scarica rapidamente sulla bassa resistenza interna del tubo, riducendo bruscamente a zero la tensione ai suoi capi, formando cioè il fronte posteriore ripido del dente di sega corrispondente al rapido ritorno del raggio catodico del tubo di sintesi nel ricevitore.

Si ritornerà nel seguito sui generatori di denti di sega comandati dai multivibratori e dagli oscillatori bloccati; qui si è voluto solo accennare al loro principale impiego nei televisori.

L'OSCILLATORE VAN DER POL (TRANSITRON)

Questo oscillatore nella sua primitiva esecuzione (1925) è costituito da un tetrodo in cui la griglia schermo e la griglia controllo sono accoppiate capacitivamente, la polarizza-

zione della griglia controllo è positiva ed ottenuta attraverso una forte resistenza della tensione di alimentazione anodica + V_{AT} come mostra la fig. 31.

L'oscillatore Van der Pol è però generalmente realizzato con un pentodo secondo lo schema di fig. 32, al quale si fa riferimento qui appresso. Il funzionamento di questo circuito è basato sul fatto che ad una variazione amplificata del potenziale v_{g_3} del soppressore corrispondente una variazione sinfasica del potenziale V_{g_2} dello schermo. Per chiarire come ciò può avvenire si supponga che il condensatore C sia scollegato e che sia applicato al soppressore un segnale negativo tale da interdire la corrente anodica, allora tutto il flusso elettronico viene raccolto dallo schermo con conseguente aumento della corrente i_{g_2} di schermo e diminuzione della tensione v_{g_2}, per effetto della maggior caduta di tensione attraverso la R_{g_2}. La funzione del soppressore è quella di suddividere con legge non lineare il flusso elettronico emesso dal catodo e disciplinato dalla prima griglia, fra i circuiti di placca e di schermo. Si è ora riconosciuto che ad una diminuzione della tensione v_{g_3} del soppressore, corrisponde un aumento della corrente i_{g_2} di schermo ed una diminuzione della tensione v_{g_2} di questo elettrodo; inversamente ad un aumento di v_{g_3} corrisponde una diminuzione della i_{g_2} ed un incremento della v_{g_2}; in ogni caso dunque le variazioni della tensione di schermo hanno la stessa fase delle variazioni della tensione del soppressore. E' facile concludere che se si dispone un accoppiamento reattivo fra il circuito di schermo di uscita ed il circuito del soppressore di entrata, e se il guadagno del complesso è superiore a uno, il dispositivo diventa sede di oscillazioni permanenti analogamente al multivibratore.

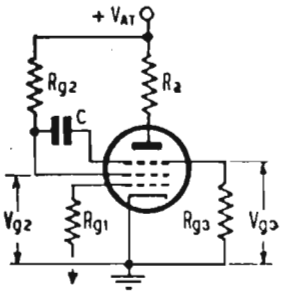


Fig. 32. — Oscillatore Van der Pol a pentodo (Transitron).

Ritornando allo schema di fig. 32, si consideri un istante in cui il soppressore è positivo, per cui si ha passaggio di corrente anodica i_a, allora il potenziale anodico v_a diminuisce, il potenziale di schermo v_{g_2} aumenta per la diminuita caduta di tensione ai capi di R_{g_2}, il potenziale di soppressore v_{g_3} pure aumenta per effetto dell'accoppiamento provveduto dal condensatore C, che istantaneamente trasmette l'intera variazione di tensione proveniente dallo schermo. Il processo continua fin-

chè la corrente anodica ia ha raggiunto il suo massimo valore; allora comincia a scorrere corrente nella capacità C attraverso a due vie: la prima via è quella costituita dal parallelo fra la Rg_2 e la resistenza dello spazio schermo catodo, la seconda via è quella costituita dal parallelo fra la Rg_3 e la resistenza dello spazio soppressore-catodo, posto che vi sia passaggio di corrente ig_3 nel soppressore. Man mano che il condensatore si carica, la vg_3 diminuisce e insieme con essa diminuisce anche la vg_2.

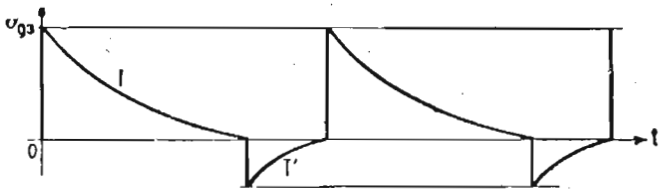


Fig. 33. — Forma d'onda della tensione V_{g3} del soppressore in un oscillatore Van der Pol a pentodo.

Per un valore critico della carica del condensatore la corrente ia di placca comincia a diminuire, il che porta ad un incremento della corrente ig_2 di schermo. Il processo continua finchè si raggiunge la condizione di interdizione della ia e di massima ig_2. Il condensatore si carica ora con la corrente che scorre in Rg_3 e nella combinazione di Rg_2 in parallelo con la resistenza dello spazio schermo catodo. Il potenziale del soppressore comincia ad alzarsi, cioè ci si trova nella condizione iniziale dalla quale si è partiti; incomincia quindi un nuovo ciclo. In fig. 33 è rappresentata la forma della tensione vg_3 del soppressore; essa è disimmetrica: nel periodo in cui la funzione è crescente la costante di tempo ha l'espressione

$$C\left(Rg_3 + \frac{Rg_2\, rc_2}{Rg_2 + rc_2}\right),$$

mentre nel periodo in cui la funzione è decrescente la costante di tempo ha l'espressione:

$$C\left(\frac{Rg_3 + r'c_3}{Rg_3\, r'c_3} + \frac{Rg_2 + r'c_2}{Rg_2\, r'c_2}\right)$$

dove:

rc_2 = resistenza media dello spazio schermo-catodo;

$r'c_2$ = resistenza media dello spazio schermo-catodo durante la carica;

$r'c_3$ = resistenza media dello spazio soppressore-catodo durante la carica.

La frequenza di ripetizione si regola variando Rg_2 e C.

CIRCUITI FLIP-FLOP

Si è già accennato alle caratteristiche dei così detti circuiti flip-flop, circuiti analoghi ai generatori monoimpulsivi, ma caratterizzati da due condizioni di equilibrio che si verificano per certi regimi di tensioni e correnti. Il passaggio da uno stato di equilibrio all'altro può avvenire bruscamente in entrambi i sensi. Il circuito di fig. 34 è dovuto ad Eccles e Jordan.

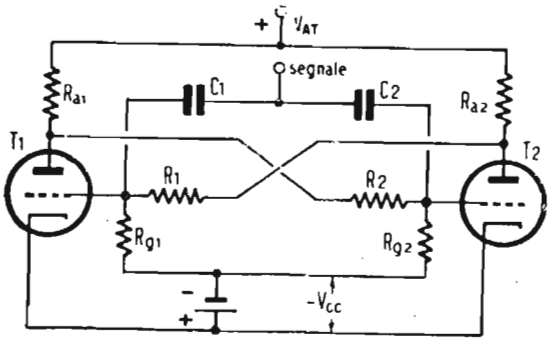


Fig. 34. — Circuito flip-flop di Eccles e Jordan.

Esso è analogo ad un multivibratore, ma gli accoppiamenti fra i due stadi sono diretti, anzichè effettuati tramite capacità. In condizioni normali le griglie sono mantenute entrambe negative per mezzo della pila — Vcc, che supera il valore positivo di polarizzazione conferito alle griglie attraverso ai partitori anodici.

Si consideri come prima condizione di stabilità l'istante in cui T_1 è conduttivo e T_2 è interdetto. La tensione v_{g1} della griglia di T_1 è circa zero (leggermente positiva), per l'azione limitatrice di griglia; la tensione v_{g2} della griglia T_2 vale:

$$v_{g2} = -Vcc + \frac{Rg_2 (Vcc + Va_1)}{Rg_2 + R_2} < 0$$

L'applicazione di un segnale positivo su entrambe le griglie contemporaneamente ha scarso effetto su T_1 che già è conduttivo, mentre porta alla conduzione anche T_2. Ciò provoca una brusca diminuzione della v_{a2} e quindi l'applicazione di un impulso negativo alla griglia di T_1, che vede ridotta la sua cor-

rente anodica ia_1. Sorge un'azione reattiva che ben tosto porta all'interdizione di T_1 e alla massima conduzione di T_2, analogamente a quanto avviene in un comune multivibratore. E' questa la seconda condizione di stabilità, che si conserva fino

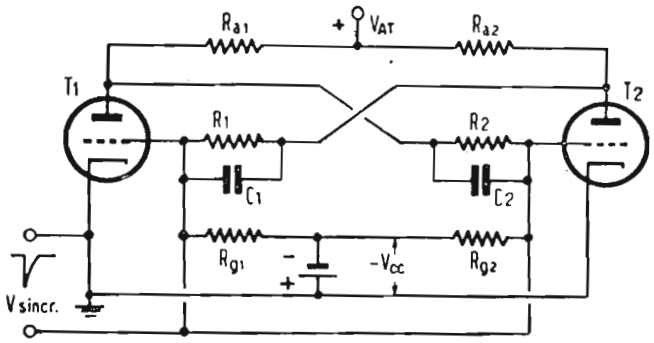


Fig. 35. — Circuito flip-flop « scala di 2 ».

all'incidenza di un nuovo impulso positivo (in ciò consiste la differenza col multivibratore convenzionale in cui la commutazione avviene automaticamente senza l'intervento di segnali esterni). La commutazione può essere operata anche da impulsi esterni negativi, con la differenza che essi devono agire

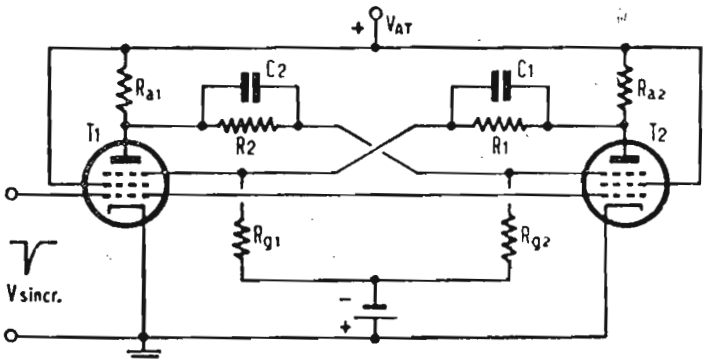


Fig. 36. — Circuito Eccles Jordan a pentodi.

sopra il tubo che nell'istante di applicazione è conduttivo, provocando una brusca diminuzione della corrente anodica ed un altrettanto rapido aumento della tensione di placca, che a sua volta sblocca il tubo interdetto, iniziando l'azione commutatrice.

La fig. 35 rappresenta una realizzazione pratica di circuito flip-flop derivato da quello di fig. 34 con l'aggiunta dei condensatori C_1 e C_2 in parallelo rispettivamente ai resistori R_1 e R_2. Il loro scopo è quello di ovviare agli effetti deleteri delle capacità interelettrodiche dei due tubi, nonchè di aumentare l'agilità del circuito. Il segnale di uscita può essere raccolto da un

circuito differenziante connesso alla placca di uno dei due tubi. Allora il segnale raccolto all'uscita del circuito differenziante è una successione di guizzi alternativamente positivi e negativi, la frequenza di ripetizione dei quali è metà di quella

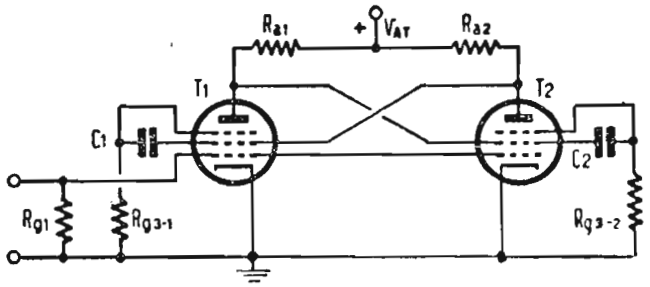


Fig. 37. — Circuito di Regener.

degli impulsi esterni di sganciamento, perchè per compiere un ciclo completo attraverso ad entrambe le condizioni di stabilità, sono necessari due impulsi esterni di pilotaggio.

In conclusione, eliminando la serie degli impulsi negativi o quella degli impulsi positivi, il segnale in uscita ha una frequenza metà di quella dei guizzi di comando. Per questa ra-

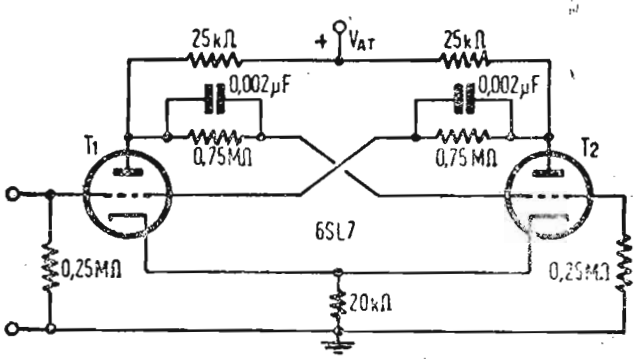


Fig. 38. — Circuito « scala 2 » di Scal.

gione il circuito di fig. 35 è detto « scala di 2 ». Procedendo su questa via si possono realizzare circuiti « scala 4 », « scala 8 », « scala 16 » ecc., che agevolano il computo di una sequenza di impulsi ad alta velocità, riducendoli a velocità minore nei rapporti 1/2, 1/4, 1/8, 1/16 ecc.

Una varietà del circuito di Eccles-Jordan permette di ottenere segnali rettangolari di uscita come negli univibratori, ma sfruttando il circuito di T_1 per controllare il fronte anteriore e il circuito di T_2 per controllare il fronte posteriore, o viceversa. Questo genere di circuito richiede che le due vie siano alimentate con segnali separati.

In luogo di triodi si possono usare dei pentodi, nei quali la funzione delle griglie controllo è assunta dai soppressori per quanto riguarda l'azione convertitrice interna, mentre le griglie 1 ricevono i segnali di comando. Uno di questi circuiti è indicato in fig. 36. La conduzione di un tubo interdetto in fig. 36 non può essere ripristinata dall'applicazione di un impulso positivo alla sua griglia 1, perchè il soppressore è fortemente negativo. Per ottenere lo sganciamento del circuito si ricorre all'applicazione di un impulso negativo alla griglia 1 del tubo conduttivo, che diminuisce la sua corrente anodica ed inizia l'azione commutatrice.

I due tubi risultano interdetti entrambi se si applica alle loro griglie contemporaneamente un breve impulso negativo. I condensatori di accoppiamento rendono il soppressore del tubo che era conduttivo, più negativo di quello del tubo interdetto, perciò il passaggio di corrente nell'altro tubo si verifica alla fine dell'impulso pilota. I valori di queste capacità devono essere tali che le durate delle cariche e scariche nel passaggio da una condizione di equilibrio all'altra siano grandi rispetto alla durata dell'impulso di comando, ma piccole rispetto al periodo degli impulsi pilota stessi.

La fig. 37 mostra il circuito a pentodo di Regener. La fig. 38 mostra lo schema del circuito « scala 2 » ad accoppiamento catodico di Scal. Si può asserire che il circuito di fig. 38 sta al multivibratore ad accoppiamento catodico, come il circuito di fig. 35 sta al multivibratore ad accoppiamento anodico.

SINCRONIZZAZIONE CON IMPULSI POSITIVI

Affinchè un impulso esterno positivo possa esercitare una azione sincronizzante, deve essere applicato alla griglia di un tubo non conduttivo all'istante dell'applicazione, ma in un punto del suo ciclo tale che l'ampiezza dell'impulso esterno sia sufficiente a far superare alla tensione di griglia il valore del potenziale di interdizione. In fig. 39 è rappresentata in alto la forma d'onda generata da un multivibratore, i primi due cicli della quale presentano il periodo proprio dell'oscillazione libera del multivibratore, i successivi tre cicli rappresentati hanno invece il periodo imposto dagli impulsi positivi sincronizzanti riportati in basso della stessa fig. 39 e che sono caratterizzati dall'altissima stabilità di frequenza richiesta ai generatori di segnali di sincronismo. Per la posizione in cui cade l'impulso 1 non è ve-

rificata la condizione suddetta, cioè esso è molto arretrato e la sua ampiezza sommata all'ordinata negativa della curva di scarica in quel punto, non è sufficiente a superare il valore Vgo di interdizione; l'impulso 1 rimane quindi privo di effetto. Gli im-

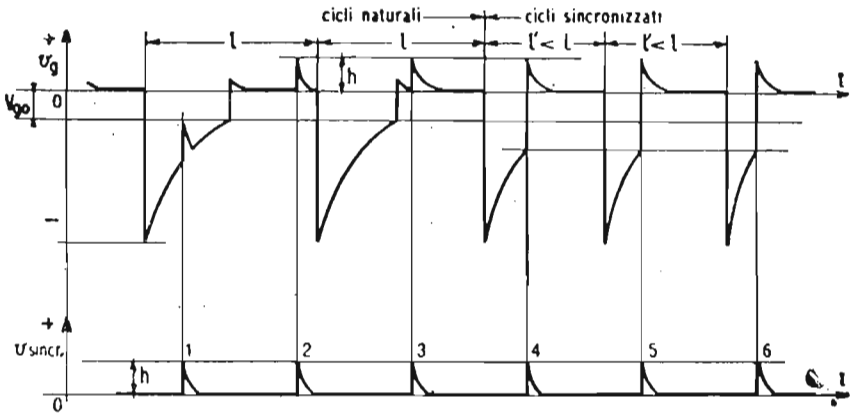


Fig. 39. — Multivibratore sincronizzato con impulsi positivi.

pulsi 2 e 3 incidono in un periodo in cui il tubo è già conduttivo, in quanto la tensione della sua griglia non è negativa; il loro effetto è quello soltanto di provocare un momentaneo aumento della corrente anodica, ma non danno luogo ad alcuna azione di commutazione tra i tubi costituenti il generatore. L'impulso 4 incide in un punto del ciclo in cui la scarica del condensatore è prossima alla fine, dove quindi è sufficiente un modesto incremento positivo per superare Vgo, quindi l'impulso 4 è attivo e produce l'azione di commutazione desiderata, cioè rende conduttivo il tubo che era interdetto, mentre interdice il tubo che era conduttivo, in seguito alla caduta della tensione di placca del primo tubo, caduta che viene amplificata e addotta alla griglia del secondo tubo polarizzandolo all'interdizione.

Poichè l'onda sincronizzante si conserva inalterata, l'oscillatore è forzato sulla frequenza di sincronismo, perchè i successivi impulsi 5, 6 ..., avvengono sempre negli istanti nei quali il generatore è maturo per la sincronizzazione.

E' di somma importanza il fatto che un impulso, come quello segnato 1 in fig. 39, incidente a circa metà del ciclo sulla curva di ripristino non riesce a svolgere l'azione di commutazione, mentre lo stesso impulso incidente verso la fine del ciclo raggiunge lo scopo. Se così non fosse nell'analisi interlacciata gli impulsi di riga della trama successiva all'attuale, sbloccherebbero il generatore e l'interlacciato non sarebbe in generale effettuabile. Si tenga dunque per acquisito che per sbloccare un ge-

neratore rilassato al centro del suo ciclo occorre un'ampiezza di impulso ben maggiore che verso la fine del ciclo. Questa circostanza permette di realizzare l'analisi interlacciata.

Se la frequenza degli impulsi sincronizzanti è molto mag-

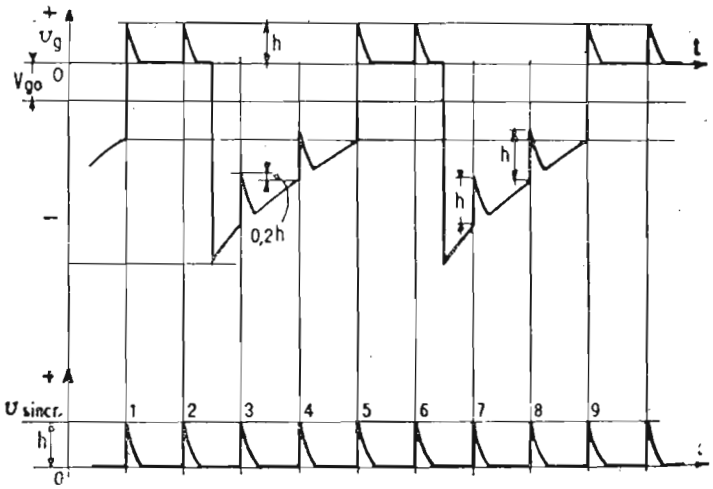


Fig. 40. — Multivibratore sincronizzato con impulsi positivi di frequenza quadrupla della frequenza della sua oscillazione naturale (divisore di frequenza).

giore di quella libera del multivibratore, la situazione si presenta come in fig. 40. Se l'impulso 1 è valido a provocare la commutazione nel multivibratore, l'impulso 2 è senza effetto, perchè incide in un istante in cui la griglia è già positiva; gli impulsi 3 e 4 sono parimenti inattivi, perchè non abbastanza ampi per superare vg_0. L'impulso 5 è invece attivo e provoca la commutazione. Analogamente sono inefficienti gli impulsi 6, 7, 8, mentre l'impulso 9 causa commutazione. Dunque gli impulsi attivi sono 1 su 4, vale a dire che la frequenza di ripetizione propria del generatore dopo sincronizzazione è la quarta parte di quella sincronizzante. Si è così ottenuta una divisione di frequenze nel rapporto di 4 a 1.

Se si desidera ottenere la divisione di frequenza con grande precisione conviene che il rapporto di divisione non sia superiore a 10, mentre se non si pretende una notevole precisione, si possono operare divisioni anche nel rapporto fino a 100 a 1 e anche più per stadio. In pratica l'ampiezza degli impulsi deve essere regolata in modo che la punta di un impulso superi del 20% della sua altezza il livello di base dell'impulso adiacente successivo sulla curva crescente di vg.

SINCRONIZZAZIONE CON IMPULSI NEGATIVI

Per comprendere come sia possibile ottenere la sincronizzazione di un generatore rilassato per mezzo di impulsi di polarità negativa, basta ricordare che la loro applicazione alla griglia

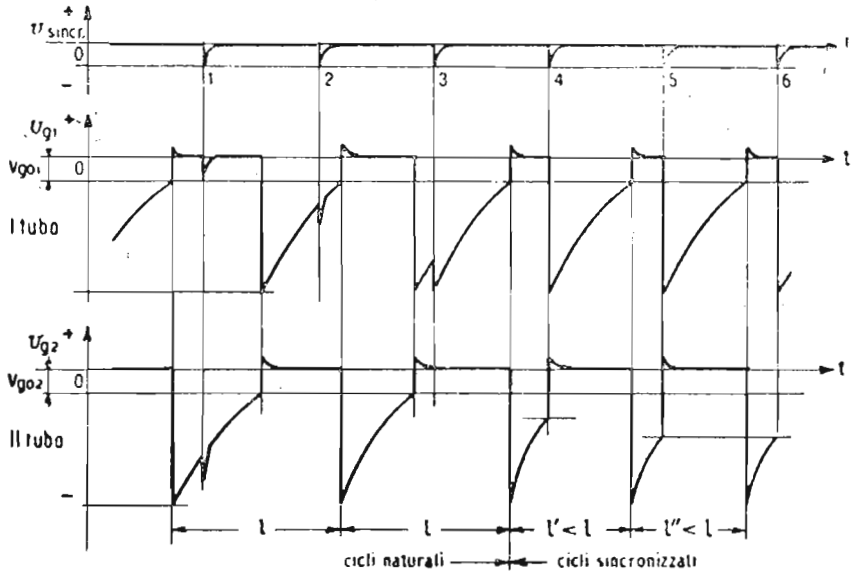


Fig. 41. — Multivibratore sincronizzato con impulsi negativi.

di un tubo interdetto non ha alcun effetto, mentre la loro applicazione alla griglia di un tubo conduttivo equivale all'applicazione di un impulso positivo al tubo interdetto, a motivo dell'amplificazione operata dal tubo conduttivo. Se l'ampiezza dell'impulso positivo risultante è sufficiente a portare la tensione di griglia del tubo interdetto meno negativa del potenziale in interdizione ha luogo l'effetto rigenerativo e la conseguente commutazione del funzionamento dei due tubi.

La situazione è indicata in fig. 41; gli impulsi sincronizzanti negativi sono applicati alla griglia del primo tubo. L'impulso 1 non riesce a comandare il multivibratore, perchè pur diminuendo la corrente anodica del 1° tubo, l'impulso positivo amplificato risultante alla griglia del 2° tubo non è sufficientemente ampio a sbloccarlo. Gli impulsi 2 e 3 sono completamente inattivi, perchè cadendo nelle zone di griglia polarizzata oltre l'interdizione del 1° tubo non si ha variazione di corrente anodica e quindi non si crea alcun impulso positivo nel 2° tubo. L'impulso 4 provoca un impulso amplificato efficiente per sbloccare il 2° tubo e quindi per interdire il 1°, come conseguenza dello sblocco; in altre parole l'impulso negativo non interdice

direttamente il 1° tubo, ma per riflesso di aver portato alla conduzione il 2°.

SINCRONIZZAZIONE CON ONDA SINOIDALE

Questo genere di sincronizzazione è simile a quello per impulsi, ma conduce a forme d'onda per la tensione di griglia alquanto modificate come in fig. 42.

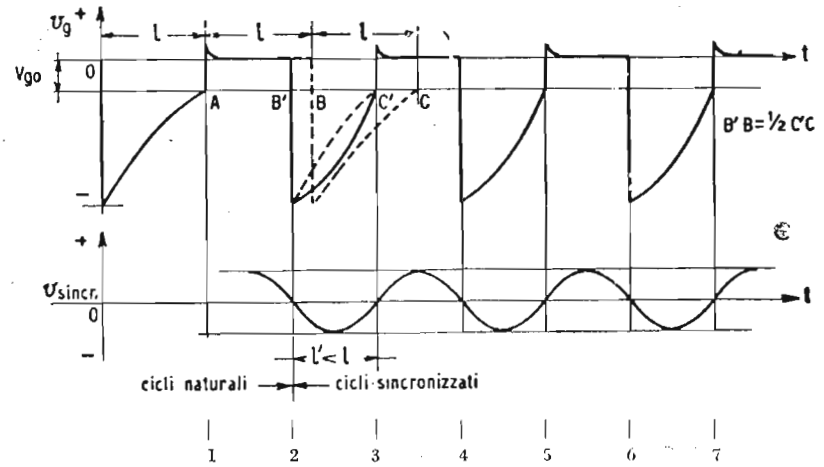


Fig. 42. — Multivibratore sincronizzato con onda sinoidale.

Sia *ABC* un ciclo completo naturale del multivibratore non sincronizzato. Le semionde positive sinoidali dell'onda sincronizzante non hanno alcun effetto, perchè durante la loro incidenza il tubo è conduttivo, si ha passaggio di corrente di griglia, interviene la limitazione di griglia e la tensione v_g rimane praticamente costante. Dunque da 1 a 2 tutto si svolge come se non fosse applicata la tensione sinoidale. Ma al punto 2 inizia la semionda negativa, che fa diminuire la v_g interdicendo il tubo; cioè il periodo di conduzione, che in assenza di sincronizzazione sarebbe durato fino in *B*, viene abbreviato e cessa in *B'* in anticipo su *B* di una quantità corrispondente alla differenza dei semiperiodi dell'onda naturale e dell'onda sinoidale. Analogamente la curva di ripristino, che nelle condizioni naturali dura da *B* a *C*, in regime di sincronizzazione si sposta a sinistra, subisce la deformazione dovuta alla somma delle ordinate della semionda negativa sinoidale e si protrae a *B'* e *C'*, cioè fino al momento in cui la tensione sinoidale diventa positiva (punto 3), il che porta il tubo in conduzione. Se la fre-

quenza dell'onda sincronizzante è sufficientemente stabile, i punti 1, 2, 3, 4, 5 .... sono equidistanti; poichè il processo ora descritto si ripete per ciascun ciclo della tensione sinoidale, è chiaro che il multivibratore è forzato ad oscillare sulla stessa frequenza di quest'ultima, che coi suoi passaggi per lo zero comanda gli inizi e le fini dei periodi di conduzione e di interdizione del tubo alla cui griglia è applicata. Si noti che, se l'onda rilassata è simmetrica, l'anticipo di *C'* su *C* è doppio di quello di *B'* su *B*, perchè l'abbreviazione *BB'* si ripete ad ogni semiperiodo. E' evidente che la frequenza dell'onda sincronizzante deve essere maggiore di quella naturale del multivibratore, ossia (come per il caso di sincronizzazione con impulsi) il generatore deve essere regolato ad oscillare su una frequenza leggermente minore di quella finale desiderata.

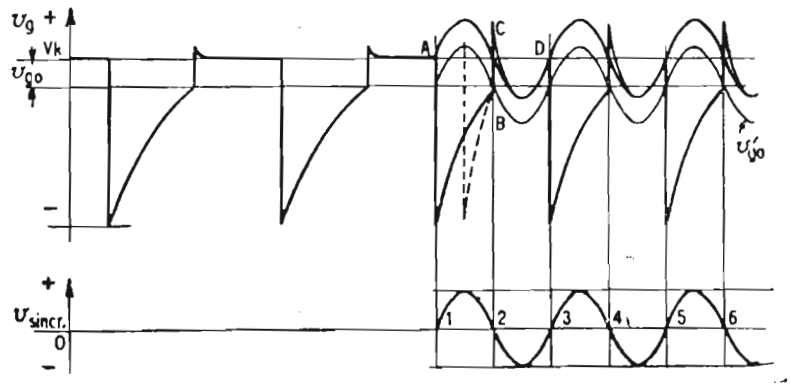


Fig. 43. — Multivibratore sincronizzato con onda sinoidale iniettata nel circuito catodico.

Questo metodo di sincronizzazione si presta anche alla realizzazione di uno schema in cui l'onda sinoidale viene inserita nel circuito di catodo del tubo interessato, a patto che il generatore sinoidale abbia una bassa impedenza interna; ciò è necessario per evitare deformazioni dell'onda per effetto del passaggio della corrente del tubo regolato, attraverso questa impedenza. In questo caso il potenziale griglia-massa risulta indipendente dalla tensione sinoidale di sincronizzazione, che è invece contenuta nel potenziale griglia-catodo; allora il reale potenziale di interdizione del tubo varia sinoidalmente intorno al valore normale ed in fase con la tensione sincronizzante, come è rappresentato in fig. 43.

All'istante 1 in cui la tensione sinoidale è bruscamente applicata, la tensione v_g di griglia è al punto A, il tubo è conduttivo; la semionda positiva 1-2 sinoidale provoca un incremento

della tensione vk di catodo ed una diminuzione di corrente anodica.

Ciò comporta l'azione reattiva e il tubo arriva rapidamente all'interdizione in anticipo rispetto all'oscillazione naturale. La tensione vg segue la sua curva di ripristino fino all'intersezione con la curva sinoidale vg corrispondente al potenziale di interdizione, per cui lo sblocco del tubo avviene nel punto B. Durante la conduzione il potenziale griglia-catodo rimane costantemente leggermente positivo per il passaggio della ig attraverso la resistenza interna griglia-catodo, molto piccola durante la conduzione; la presenza della semionda sinoidale negativa 2-3 iniettata sul catodo obbliga la vg a seguire la curva *CD*, secondo l'andamento vk. Quando quest'ultima comincia a crescere (intervallo 3-4), il tubo cessa di condurre e l'azione rigenerativa ha nuovamente luogo.

La sincronizzazione degli oscillatori bloccati può essere effettuata coi tre metodi esaminati per il multivibratore. Per la azione di deviazione di frequenza vale la stessa regola pratica circa l'altezza degli impulsi sincronizzanti, la quale deve essere tale che ogni impulso superi con la sua punta il livello di base dell'impulso adiacente del 20% della sua altezza. Con impulso più basso può avvenire che il divisore dia un guizzo di uscita non sincronizzato. Con un impulso eccessivamente alto si verifica instabilità dovuta alle variazioni delle altezze degli impulsi stessi. Anche con l'oscillatore bloccato la divisione di frequenza è precisa se il rapporto di divisione per stadio è minore o al massimo uguale a 10 a 1. In particolare vale anche per l'oscillatore bloccato la fortunata proprietà che a parità di ampiezza, un impulso positivo non riesce a sbloccarlo quando capita al centro del ciclo, mentre raggiunge questo scopo verso la fine del ciclo dove è sufficiente un piccolo incremento, nella tensione di griglia per farle superare il valore del potenziale di interdizione, svolgere l'azione rigenerativa e ottenere la commutazione desiderata.

AVVERTENZE PER L'ALLIEVO

Nel corso di queste prime lezioni sono state esaminate varie questioni fondamentali della tecnica televisiva, principale fra esse, quella della sincronizzazione e disposizioni circuitali ad essa connesse. Quest'ultimo argomento, completato da quello dei circuiti deflettenti del pennello elettronico, verrà esaurito nelle prossime lezioni.

Vogliamo, a questo punto, richiamare l'attenzione dell'Allievo sulla fondamentale importanza ed utilità di questa prima parte del nostro Corso.

All'Allievo che ci ha seguito fin qui, rendendosi padrone degli argomenti svolti, non si presenteranno in seguito eccessive difficoltà di comprensione per le seguenti trattazioni.

Anzi, più si addentrerà nella conoscenza teorica di questa tecnica, minori saranno le difficoltà di estendere l'ulteriore conoscenza e maggior confidenza sorgerà nelle proprie forze e capacità di tecnico specializzato.

Un minimo di conoscenza teorica in qualsiasi settore tecnico è necessario al fine di poterlo trattare con quel grado di competenza indispensabile per farne l'oggetto di un lavoro redditizio e di personale soddisfazione. Ciò è tanto più vero nella tecnica TV, e l'Allievo di questo Corso che avrà seguito con attenzione, diligenza e profitto, tutta la prima parte di lezioni teoriche generali, si troverà poi particolarmente avvantaggiato nel seguirne la seconda parte a carattere eminentemente pratico, dedicata essenzialmente all'assistenza tecnica dei ricevitori TV.

Quanto abbiamo voluto ora esporre nelle poche considerazioni che precedono, serva a frenare le impazienze di tutti coloro che vorrebbero subito poter mettere le mani in un televisore senza possedere una adeguata e indispensabile preparazione teorica.

Costoro saranno i primi ad essercene grati in seguito. Desideriamo inoltre richiamare l'attenzione dell'Allievo sugli esempi di circuiti di pratica realizzazione che in questo primo gruppo di lezioni abbiamo voluto introdurre.

Tali esempi vanno considerati e studiati con particolare diligenza, perchè costituiranno un prezioso bagaglio di conoscenza tecnica che si rivelerà utilissimo nella futura attività pratica dello specialista in TV.

Autorizzazione del Tribunale di Milano 16 - 1 - 61 - N. 5502 del Registro
Direttore responsabile ALFONSO GIOVENE - Proprietà della Editrice Il Rostro
Distribuzione in abbonamento postale - Gruppo II
Distribuzione STE - Milano

CORSO
TEORICO - PRATICO DI
TELEVISIONE

DISPENSA

N. 12

SOMMARIO

LEZIONE XXI

I generatori di deviazione a dente di sega con tubo di scarica — Generatore di tensioni a dente di sega con tubo di scarica al neon — Generatore di tensioni a dente di sega con triodo a gas (thyratron) di scarica —

Sincronizzazione del generatore a thyratron — Il tubo di scarica ad alto vuoto — Generatore di tensione a dente di sega a multivibratore — Esempi di generatori a dente di sega con oscillatore bloccato — Generatori di corrente a dente di sega.

— Domande alle quali l'allievo deve rispondere.

— Domande e risposte su argomenti trattati nel 4° gruppo di 5 lezioni (XVII, XVIII, XIX, XX, XXI) (Dispense 10ª, 11ª, 12ª).

TUTTI I DIRITTI RISERVATI ALLA EDITRICE IL ROSTRO - MILANO

TIPOGRAFIA EDIZIONI TECNICHE - MILANO - VIA BALDO DEGLI UBALDI, 6

LEZIONE XXI

I GENERATORI DI DEVIAZIONE A DENTE DI SEGA CON TUBO DI SCARICA

Sono circuiti che generano tensioni o correnti di forma opportuna per guidare in due direzioni ortogonali fra loro il fascetto elettronico del tubo di analisi e del tubo di sintesi, dando luogo alla formazione del reticolo. Essi sono noti sotto la denominazione di *generatore di deviazione*, o *generatore di deflessione*, o *generatore di scansione*, o *generatore a dente di sega*, o infine con *base dei tempi*.

Essi sono comandati, sia in trasmissione, sia in ricezione, dagli impulsi di sincronizzazione secondo il sistema standard vigente. Si è già trattato alla voce « Segnali sincronizzanti e loro scopo » dei segnali a punta in generale e dei segnali a dente di sega in particolare, quindi qui non si ripetono le relative considerazioni.

La posizione del pennello elettronico è regolata mediante dispositivi di centraggio, per lo più a c.c., in modo che in assenza di segnali di deviatori esso formi una macchia (fluorescente (spot) al centro dello schermo del tubo catodico in ricezione (ovvero dell'elettrodo mosaico del tubo da presa in trasmissione).

L'applicazione di una tensione o corrente a dente di sega come indicato in fig. 44, in senso orizzontale e di una tensione o corrente simile in senso verticale, sposta il raggio a destra e a sinistra, in alto e in basso generando il reticolo. L'origine *O* degli assi in fig. 44 coincide con la posizione di riposo dello spot.

La larghezza e l'altezza del quadro sono proporzionali alle ampiezze, punta a punta, dei denti di sega rispettivamente oriz-

zontale e verticale. Poichè il rapporto tra i lati del quadro è stato fissato uguale a 4/3 (4 unità in orizzontale, 3 unità in

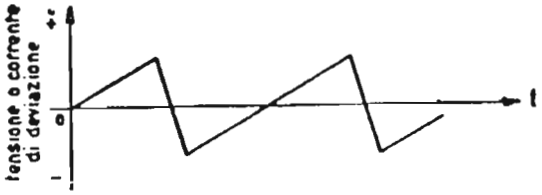


Fig. 44. — Tensione o corrente a dente di sega per il pilotaggio del pennello elettronico nel tubo catodico.

verticale), lo stesso rapporto deve esistere fra le ampiezze dei denti di sega. Generalmente si adotta la deviazione elettromagnetica; quindi i segnali di deflessione consistono in correnti a dente di sega fatte scorrere nelle bobine del giogo.

Nel caso di deviazione elettrostatica, quasi abbandonata nelle applicazioni televisive, ma che continua ad essere impiegata in oscillografia, i segnali di deviazione consistono in tensioni a denti di sega applicate alle due coppie di placchette deviatrici contenute nel tubo catodico.

GENERATORE DI TENSIONI A DENTE DI SEGA CON TUBO DI SCARICA AL NEON

Diciamo subito che questo tipo di generatore, che fu tra i primi impiegati, è oggi abbandonato per la sua instabilità e per l'impossibilità di essere sincronizzato esternamente. Lo schema di un rilassatore con tubo a catodo freddo riempito di gas neon è indicato in fig. 45. Il tubo al neon si comporta come un interruttore in parallelo al condensatore C; l'interruttore è normalmente aperto, permettendo la carica di C verso $+V_{AT}$ attraverso la resistenza R, quando la tensione ai suoi capi è minore del potenziale di ionizzazione del gas contenuto nel tubo, mentre può considerarsi chiuso quando la tensione ai suoi capi è sufficientemente alta a provocare la ionizzazione del gas; essendo in tali condizioni la resistenza interna del tubo molto bassa, il condensatore C si scarica rapidamente attraverso il tubo stesso finchè dura la ionizzazione. Il tubo rimane ionizzato per tensioni assai minori del potenziale di ionizzazione dopo che questa è innescata, e persiste fino a che la tensione ai suoi capi è diminuita per effetto della scarica di C fino al *potenziale di estinzione* o *di deionizzazione*. A questo punto il tubo cessa

di essere conduttivo, l'interruttore virtuale si apre e C riprende a caricarsi. La velocità di carica di C dipende dalla costante di tempo RC.

La tensione V_u di uscita del circuito si identifica con la tensione ai capi di C (e del tubo al neon) e consta di un tratto

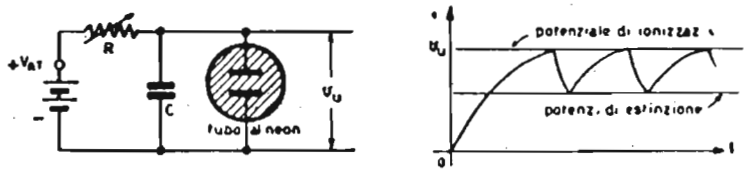


Fig. 45. — Rilassatore con tubo al neon.

ascendente relativamente lento di forma esponenziale, giusta la curva di carica di C attraverso R, e di un tratto discendente ripido pure di forma esponenziale, giusta la curva di scarica di C attraverso la bassa resistenza presentata dal tubo al neon quando è conduttivo.

La forma della v_u è quindi grossolanamente a dente di sega, la cui ampiezza è limitata dalla differenza fra i potenziali di ionizzazione e di deionizzazione. Per fare cessare l'oscillazione basta disconnettere l'alimentatore che fornisce V_{AT}.

La frequenza dell'oscillazione dipende, oltre che da RC, anche dalla tensione V_{AT} e dal potenziale di ionizzazione. Variando RC varia il tempo impiegato da C a caricarsi fino al potenziale di ionizzazione; si ha quindi un mezzo di variare la frequenza dell'oscillazione rilassata ricordando che ad una diminuzione di RC corrisponde un aumento di frequenza, e viceversa ad un aumento di RC corrisponde una diminuzione di frequenza. La variazione di RC si ottiene per lo più con un commutatore che inserisce condensatori di diverso valore, pervenendo ad una variazione a scatti adatta per il cambiamento di gamma negli oscillografi per larghi campi di frequenza; la variazione fine della frequenza si ottiene usando per R un potenziometro di oportuno valore. E' evidente che l'incostanza della tensione applicata, le modalità di deionizzazione e la sostituzione del tubo al neon influiscono notevolmente sulla stabilità della frequenza generata.

Per migliorare la linearità del dente di sega conviene sfruttare la prima parte della curva di carica, che è prossima alla linea retta, applicando una tensione molto più alta di quella di ionizzazione; per es. se il potenziale di ionizzazione per un

dato tubo al neon è di 90 Volt, applicando $+V_{AT} = 90$ Volt si sfrutta l'intera curva esponenziale di carica e il dente di sega è fortemente incurvato, se invece si fa $+V_{AT} = 300$ V, la scarica inizia a meno di un terzo del massimo della curva ascendente ed il dente di sega è praticamente rettilineo. Questo intento può essere raggiunto anche usando in serie col condensatore un pentodo, che notoriamente presenta, per valori opportuni delle tensioni applicate, una corrente anodica indipendente dalla tensione di placca, in tal modo la carica di *C* può avvenire a corrente costante, ciò che rende rettilineo il tratto ascendente del dente di sega. Il pentodo può essere sostituito da altro dispositivo a corrente costante, come un diodo saturato.

GENERATORE DI TENSIONI A DENTE DI SEGA CON TRIODO A GAS (THYRATRON) DI SCARICA

Se nel tubo al neon del caso precedente si introduce un elettrodo di controllo (griglia) si ottiene un generatore rilassatore a Thyratron. Il Thyratron è fornito di catodo caldo, anzichè freddo. La funzione della griglia controllo nel Thyratron è semplicemente quella di un interruttore che concede o impedisce il passaggio della corrente anodica, senza influire sul valore me-

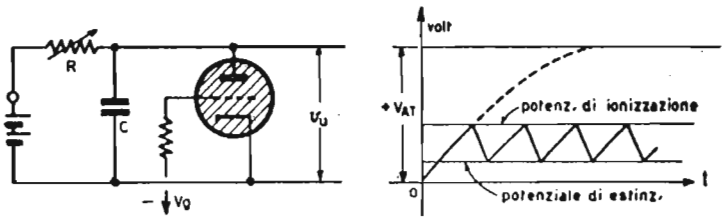


Fig. 46. — Generatore a dente di sega a Thyratron. Forma d'onda generata.

dio di questa. Quando le tensioni di placca e di griglia sono tali da non conferire agli elettroni emessi dal catodo una velocità sufficiente a ionizzare il gas, il triodo risulta interdetto. Quando i valori di dette tensioni sono tali da acconsentire la ionizzazione, passa una forte corrente di ionizzazione nel circuito placca-catodo del triodo, che presenta una resistenza interna molto bassa. Una volta che la corrente ha principiato a scorrere, il suo valore è indipendente dalla tensione di griglia; la tensione anodica si abbassa in corrispondenza fino sotto al potenziale di deionizzazione interdicendo la corrente di ionizzazione.

Il vantaggio che si ha col Thyratron rispetto al tubo al neon a 2 elettrodi consiste nel fatto che il potenziale di ionizzazione può essere variato modificando la tensione di griglia, quindi sono resi possibili la sincronizzazione coll'applicazione alla griglia di un segnale sincronizzante esterno e il controllo della frequenza generata.

Infatti un valore meno negativo di V_g abbassa il poten-

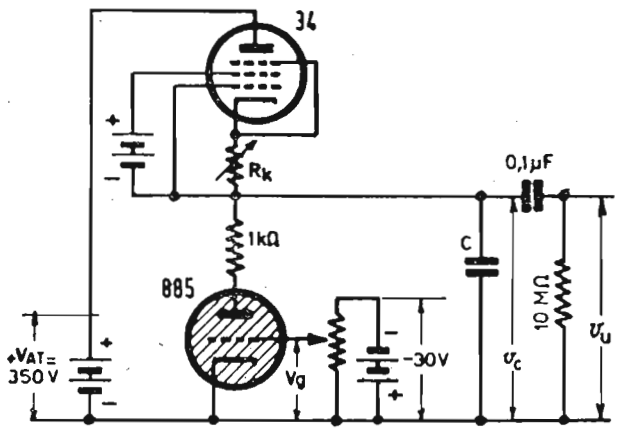


Fig. 47. — Generatore rilassato con triodo a gas tipo 885 RCA alimentato a corrente costante.

ziale di ionizzazione, perciò il condensatore caricandosi raggiunge più presto questo valore e la frequenza aumenta; viceversa per ottenere una diminuzione di frequenza si deve aumentare la polarizzazione negativa di griglia. La fig. 46 rappresenta un generatore a dente di sega con Thyratron; questo circuito funziona con un salto di tensione fra i potenziali di ionizzazione e di estinzione maggiore che nel tubo al neon semplice. I gas comunemente usati per i piccoli Thyratron sono l'argon ed il xeno. Il funzionamento del circuito di fig. 46 è analogo a quello del circuito di fig. 45 e conduce ad una oscillazione rilassata come mostrato in fig. 46.

Per migliorare la linearità del dente nel periodo di andata si usa alimentare il Thyratron a corrente costante attraverso un pentodo come mostrato in fig. 47, nella quale il condensatore C assume approssimativamente i valori in mμF, indicati nella seguente tabella a due entrate, in corrispondenza della frequenza f desiderata e dalla corrente I_c di carica ottenendo una tensione di deviazione di 300 volt.

E' possibile col circuito di fig. 47 ottenere frequenze fino a 0,1 MHz con una tensione di uscita decrescente fino a 20 volt; oltre i 20 kHz conviene limitare la corrente di carica I_c a 0,5 mA.

Hz f	Ic-ma 0,5 →	1	1,5	2
100	15	33	50	65
500	3	6,5	10	13
1000	1,5	3,3	5	6,5
5000	0,3	0,6	1	1,3
10000	variabile	variabile	0,3	0,4

SINCRONIZZAZIONE DEL GENERATORE A THYRATRON

Questo generatore ha in comune col generatore al neon il difetto di risentire fortemente delle variazioni delle tensioni applicate e delle costanti del circuito, perciò la sua frequenza non è stabile e necessita di essere forzato da un segnale esterno, che lo sincronizzi sulla frequenza propria, applicato alla griglia in serie con la tensione di polarizzazione come mostra la fig. 48; il segnale sincronizzante è costituito da una serie di guizzi positivi e alternativamente negativi, quali sono ottenibili all'uscita di un circuito differenziatore a *RC* in serie, alla cui entrata sia applicato il segnale standard europeo.

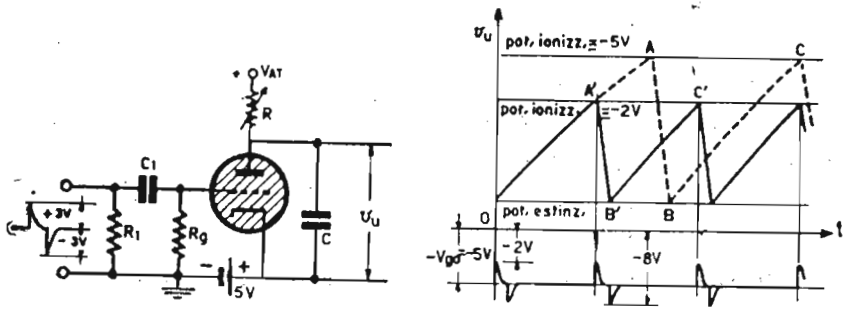


Fig. 48. — Generatore a Thyratron sincronizzato.

Si supponga che la frequenza naturale propria del rilassatore sia di 14 kHz ottenuta con opportuni valori di *RC*. La frequenza del segnale sincronizzante sia invece quella di 15,625 kHz corrispondente alla frequenza di riga.

In assenza di sincronizzazione la tensione generata corrisponderebbe ai denti di sega tratteggiati di fig. 48: OABC....; in presenza del segnale sincronizzante il generatore è forzato ad abbreviare il suo periodo di oscillazione adeguandolo alla frequenza obbligata; l'andamento dei denti di sega sincronizzati è allora quello segnato a tratto continuo in fig. 48: O A' B' C' .... L'intervento del fronte anteriore dell'impulso positivo di am-

piezza 3 V riduce la Vg dal valore $Vg_0 = -5$ V, cui corrisponde il potenziale di ionizzazione Vi_5, al valore $Vg_2 = -2$ V; a questa polarizzazione corrisponde il potenziale Vi_2 di ionizzazione ridotto, perciò la scarica che in condizioni normali sarebbe avvenuta nel punto A, anticipa al punto A'; il condensatore si scarica rapidamente fino al potenziale di estinzione producendo il fronte posteriore del dente di sega. Successivamente i cicli si ripetono tutti uguali iniziando le cariche in corrispondenza dei fronti anteriori dei guizzi positivi di sincronismo. Si noti che i guizzi negativi restano privi di effetto perchè rendendo la griglia ancora più negativa ($Vg_8 = -8$ V) il triodo permane nella sua condizione di interdizione e nessun mutamento può verificarsi. Si noti ancora che risulterebbero parimenti inattivi i guizzi positivi qualora la frequenza naturale del generatore fosse leggermente superiore a quella di sincronismo, perchè essi tenderebbero a rendere più positiva la griglia quando il triodo è conduttivo e la ionizzazione è già in atto, quindi anche in questo caso non si verificherebbe alcun mutamento.

Data l'instabilità della frequenza naturale, non è conveniente farla coincidere esattamente con la frequenza di sincronismo, perchè un leggero casuale anticipo della prima, riprodurrebbe la condizione ultima accennata, per la quale l'azione sincronizzante è nulla. E' chiaro che l'ampiezza sincronizzante del segnale necessaria per lo sganciamento del generatore è proporzionale allo scarto tra le frequenze forzata e naturale. Se la seconda è pochissimo inferiore alla prima, basta un piccolissimo impulso positivo per far sì che il potenziale ridotto di ionizzazione venga raggiunto, mentre se lo scarto fra le due frequenze è notevole occorre un segnale sincronizzante molto ampio per ottenere lo stesso risultato.

Un inconveniente del generatore a Thyratron è l'interdipendenza della frequenza coll'ampiezza del dente di sega generato, per cui quando si ritocca ad es. la frequenza si registra una variazione nelle dimensioni del quadro TV. Con questo tipo di generatore il fronte ripido del dente non può essere controllato, perchè dipendente in larga misura dal singolo tubo di scarica, cioè dalla sua resistenza e dal suo potenziale di ionizzazione.

Per queste ragioni i generatori rilassatori a dente di sega usati in pratica non impiegano i tubi a gas, ma quasi esclusivamente i tubi elettronici ad alto vuoto.

IL TUBO DI SCARICA AD ALTO VUOTO

Sostituendo il Thyratron con un triodo comune a vuoto si perviene allo schema di principio di fig. 49. Il tubo è polarizzato con un negativo —*V*g di griglia tale da interdire il passaggio di corrente anodica in assenza di segnale applicato alla griglia. Il condensatore *C* effettua allora la sua carica verso +*V*AT attraverso la resistenza anodica *R*, come nel caso del Thyratron, formando il fronte di andata lineare. Si applichi ora un impulso positivo *v*g alla griglia di ampiezza sufficiente a polarizzarla positiva o al minimo al potenziale zero. Il tubo diviene fortemente conduttivo ed il condensatore *C* si scarica rapidamente attraverso alla bassa resistenza placca-catodo, formando il ritorno ripido del dente di sega. Si vede quindi che l'applicazione di una serie di impulsi positivi, della frequenza desiderata, alla griglia del triodo mantenuto interdetto per il periodo tra due

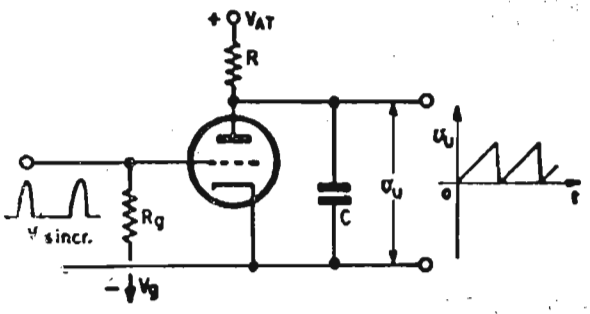


Fig. 49. — Tubo di scarica ad alto vuoto.

impulsi successivi, relativamente lungo rispetto alla durata degli impulsi stessi, rende disponibile una tensione di uscita *V*u che ha la forma e la frequenza desiderate per il pilotaggio del tubo catodico.

Per ottenere dunque il dente di sega occorre disporre di un segnale di pilotaggio ad impulsi di forma opportuna, che comanda un tubo di scarica. Il segnale di pilotaggio è fornito da un generatore di oscillazioni rilassate (multivibratore od oscillatore bloccato) sincronizzato con le modalità già studiate dal segnale standard. Dall'unione del rilassatore col tubo di scarica sorge quindi il vero e proprio generatore di deviazione.

GENERATORE DI TENSIONI A DENTE DI SEGA A MULTIVIBRATORE

Il multivibratore di fig. 50 si presta alla generazione di denti di sega senza l'aggiunta di altro tubo elettronico. Infatti la fun-

zione di tubo di scarica è qui assolta dal triodo $T2$, che disimpegna pure la parte di tubo interdetto per un periodo relativamente lungo e conducente per un breve periodo, secondo gli impulsi applicati alla sua griglia dal triodo $T1$ del circuito multivibratore. I due triodi $T1$ e $T2$ possono essere le due sezioni di un unico tubo tipo 6SN7 GT, il quale da solo permette di realizzare il generatore completo a dente di sega. Con le costanti circuitali indicate in fig. 50 si ottiene un circuito di deviazione verticale alla frequenza di 50 Hz. Lo stesso circuito con altri valori delle resistenze e delle capacità può essere impiegato per la deviazione orizzontale.

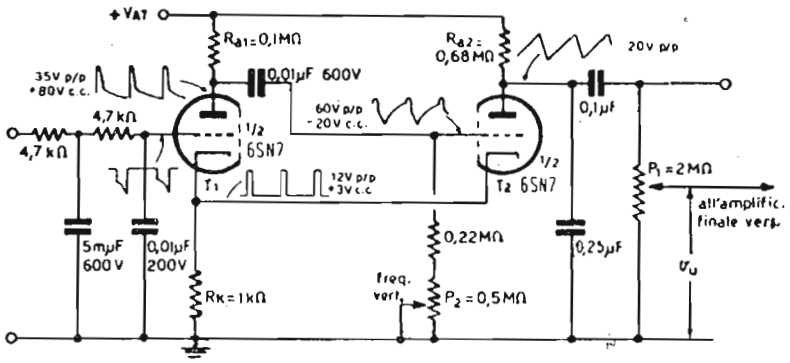


Fig. 50. — Circuito di deviazione verticale a multivibratore dissimmetrico.

Il multivibratore di fig. 50 è del tipo disimmetrico ad accoppiamento catodico. Durante i periodi di conduzione di $T1$, questo mantiene un segnale alla griglia di $T2$ tale da interdirlo, quindi il condensatore $C = 0{,}25$ μF si carica lentamente verso $+V_{AT} = 300$ V attraverso $Ra_2 + 0{,}68$ Mohm, formando il fronte di andata del dente di sega. L'applicazione degli impulsi sincronizzanti verticali di polarità negativa, integrati dal circuito integrante a due cellule in cascata connesso alla griglia di $T1$, blocca istantaneamente $T1$, che rende fortemente conduttivo $T2$. Allora C si scarica rapidamente attraverso alla bassa resistenza placca-catodo di $T2$ in serie con la resistenza di catodo $Rk = 1$ kohm formando il fronte ripido di ritorno del dente di sega.

La tensione ai capi di C viene inviata, attraverso al potenziometro $P1 = 2$ Mohm, alla griglia dello stadio finale amplificatore di potenza di uscita verticale.

Con la regolazione di $P1$ si varia l'altezza del quadro. La frequenza naturale del multivibratore è mantenuta leggermente inferiore 50 Hz di sincronismo, regolando il potenziometro $P2 = 0{,}5$ Mohm nel circuito di griglia di $T2$.

Quando il circuito di fig. 50 è usato per la deviazione orizzontale, si preferisce variare l'ampiezza del dente, quindi la larghezza del quadro, mediante un potenziometro nel circuito anodico di $T2$ al posto della Ra_2 fissa, in tal modo si varia la costante di tempo per la carica di C, insieme con la tensione anodica, la tensione ai capi di C raggiunge perciò valori regolabili a piacere entro certi limiti. In fig. 50 sono indicate le forme d'onda sulla griglia di $T1$, sulla placca di $T1$, sui catodi di $T1$ e $T2$, sulla griglia di $T2$, sulla placca di $T2$; quest'ultimo segnale è il dente di sega verticale desiderato.

Riporteremo nel seguito alcuni schemi di circuiti di deviazione a multivibratore con correzione automatica di frequenza antidisturbo, dopo che avremo esaminato i circuiti volano fondati sul principio C.A.F.F.

Si tenga presente che nella generalità dei casi i circuiti della sincronizzazione-deflessione orizzontale, costituiscono una delle parti più importanti, se non proprio la più importante del televisore.

In tutti i televisori di concezione moderna, particolari attenzioni sono dedicate a questi circuiti combinati con ingegnosi dispositivi di controllo automatico della frequenza dell'oscillatore di riga e della fase di detta oscillazione nei rispetti dei segnali sincro in arrivo (C.A.F.F.).

In taluni circuiti sono altresì previsti dei dispositivi antidisturbo (noise cancellation) tali da sopprimere ogni segnale parassitario che superi in intensità l'impulso sincro mescolato ad essi.

La perfetta regolarità della sincronizzazione orizzontale è assolutamente necessaria per l'ottenimento di immagini stabili e di alta qualità.

Tutto ciò spiega il motivo per il quale ci siamo soffermati ed insisteremo ancora per qualche altra lezione sulla capitale questione della sincronizzazione e relativi circuiti sia dal lato teorico, che da quello pratico esemplificativo.

ESEMPI DI GENERATORI DI TENSIONE A DENTE DI SEGA CON OSCILLATORE BLOCCATO.

I) In fig. 51 è rappresentato lo schema di un generatore di tensione a dente di sega convenzionale costituito da un doppio triodo 6N7, in cui la prima sezione funziona da oscillatore bloccato e la seconda sezione funziona da tubo di scarica. Con le costanti indicate in fig. 51, il circuito è atto a funzionare per la

deflessione di riga (15625 Hz); variando dette costanti può senza difficoltà essere portato a generare denti di sega a 50 Hz per la deviazione verticale. La costante di tempo *Rg C1*, coi valori indicati in fig. 51, produce una frequenza naturale del circuito leggermente inferiore a 15625 Hz. Il guizzo positivo di tensione, che si localizza sulla griglia della sezione 1, viene direttamente portato sulla griglia della sezione 2.

Il condensatore di scarica *C2* = 1 mμF, durante i periodi fra gli impulsi sincronizzanti, in cui la sezione 2 è interdetta, si carica attraverso *R1* regolabile e *R2* verso +*V*AT.

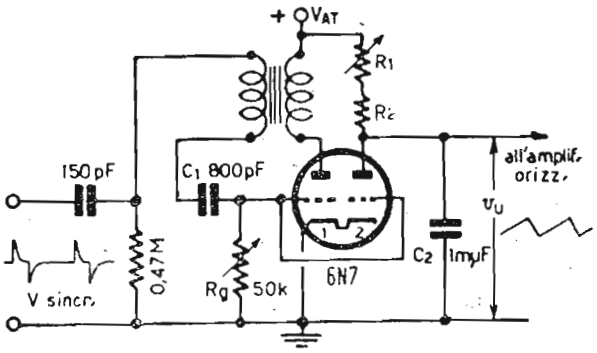


Fig. 51. — Generatore di tensione a dente di sega con oscillatore bloccato e tubo di scarica, per la deviazione orizzontale.

Quando, per effetto dei guizzi di sincronismo la sezione 2 diventa conduttiva, *C2* si scarica attraverso ad essa e completa il dente di sega, che appare ai suoi capi come tensione di uscita *V*u. Quest'ultima viene accoppiata alla griglia dell'amplificatore orizzontale finale di potenza, dal quale esce il dente di sega sufficientemente ampio per pilotare in pieno il tubo catodico in senso orizzontale. La regolazione di *R1* permette di variare l'ampiezza del dente di sega, ma non la sua frequenza che è invece variabile regolando *R*g.

II) Il circuito di fig. 52 ad un solo triodo è una semplificazione di quello di fig. 51 e da questo ottenuto eliminando il secondo triodo. La funzione di tubo di scarica è assolta dall'unica valvola. Il condensatore *C2* di scarica è connesso nel circuito di placca dello stadio oscillatore bloccato, anzichè di un tubo separato. La cosa è possibile, perchè il triodo oscillatore è interdetto salvo che per l'incidenza dei brevi impulsi sincronizzanti. Perciò il condensatore *C2* può caricarsi a suo agio verso +*V*AT attraverso *R1* regolabile e *R2*, per circa il 92% della durata dell'intero ciclo; quando il triodo diviene conduttivo per il breve periodo di azione degli impulsi di sincronismo, *C2* si scarica su di esso attraverso anche all'avvolgimento anodico del trasformatore. La corrente di scarica è equiversa con la corrente di placca nei periodi di conduzione del triodo, rinforzandone l'effetto, ossia riducendo il tempo necessario per raggiungere la saturazione.

Il pregio dello schema di fig. 52 è essenzialmente quello di essere economico, quindi viene largamente impiegato nei televisori, ma presenta lo svantaggio che le variazioni di frequenza si ripercuotono sulle variazioni di ampiezza e viceversa, ciò che avviene in molto minor misura coi due tubi separati.

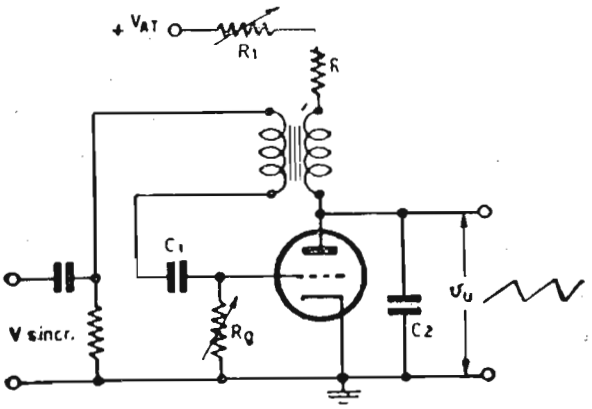


Fig. 52. — Oscillatore bloccato e tubo di scarica monovalvolare.

Evidentemente una tensione a dente di sega può essere ottenuta semplicemente sincronizzando il tubo di scarica, senza l'intermediario dell'oscillatore. L'uso di questo però presenta molti vantaggi. Infatti l'oscillatore genera continuamente la tensione per il pilotaggio del tubo di scarica, che perciò viene sempre forzato a generare un dente di sega e cioè a mantenere il reticolo anche in assenza di segnale ricevuto, o in presenza di un segnale privo di impulsi sincronizzanti. Ciò significa che se l'oscillatore fosse eliminato, lo schermo fluorescente del tubo catodico non si illuminerebbe nelle condizioni ora ricordate, se non in corrispondenza del suo centro, in cui persisterebbe il raggio catodico col risultato di compromettere irrimediabilmente questo punto dello schermo, sul quale si formerebbe una macchia scura permanente deturpante le immagini successivamente ricevute.

Il grave inconveniente sorge dal fatto che quando tutta l'energia del pennello elettronico è concentrata in un unico punto, invece di essere distribuita sul'intera superficie del reticolo, è sufficiente a distruggere le proprietà di fluorescenza dello schermo. Altro vantaggio dell'uso combinato dell'oscillatore bloccato col tubo di scarica è la possibilità di controllare la durata del ritorno del dente, che non può superare la larghezza del guizzo positivo ricavato dall'oscillatore. Con quest'ultimo si ha infine la possibilità di sincronizzare il reticolo anche con piccole tensioni di sincronismo, perchè l'oscillatore genera un guizzo ben più ampio di quello occorrente per mantenerlo in passo.

Regolazione dei controlli: il controllo di frequenza (*R*g in fig. 52) verticale viene spostato finchè il reticolo sullo schermo

appare fermo verticalmente; il controllo di frequenza orizzontale (ancora *R*g in fig. 52, ma di valore diverso) viene spostato finchè si ottiene una figura costante, integra e centrata sullo schermo. Il controllo di ampiezza della deviazione è la resistenza variabile *R*1 in fig. 52; agendo su di essa si varia la costante di tempo del circuito di carica, variando in tal modo l'ampiezza del tratto di andata del dente di sega, perchè il condensatore può caricarsi a differenti valori di tensione a iniziare dalla scarica causata dall'impulso fornito dall'oscillatore bloccato. L'aumento di *R*1 provoca un aumento della costante di tempo ed una diminuzione dell'ampiezza del dente, perchè il condensatore si carica più lentamente. Viceversa una diminuzione di *R*1 provoca un aumento dell'ampiezza del dente. L'ampiezza e la linearità del dente dipendono strettamente dal valore del condensatore di scarica. Si raccomandano i valori di 0,1 μF e di 1 mμF rispettivamenti per i denti a frequenza di quadro e di riga. Le ampiezze dei denti di sega orizzontali e verticali devono stare

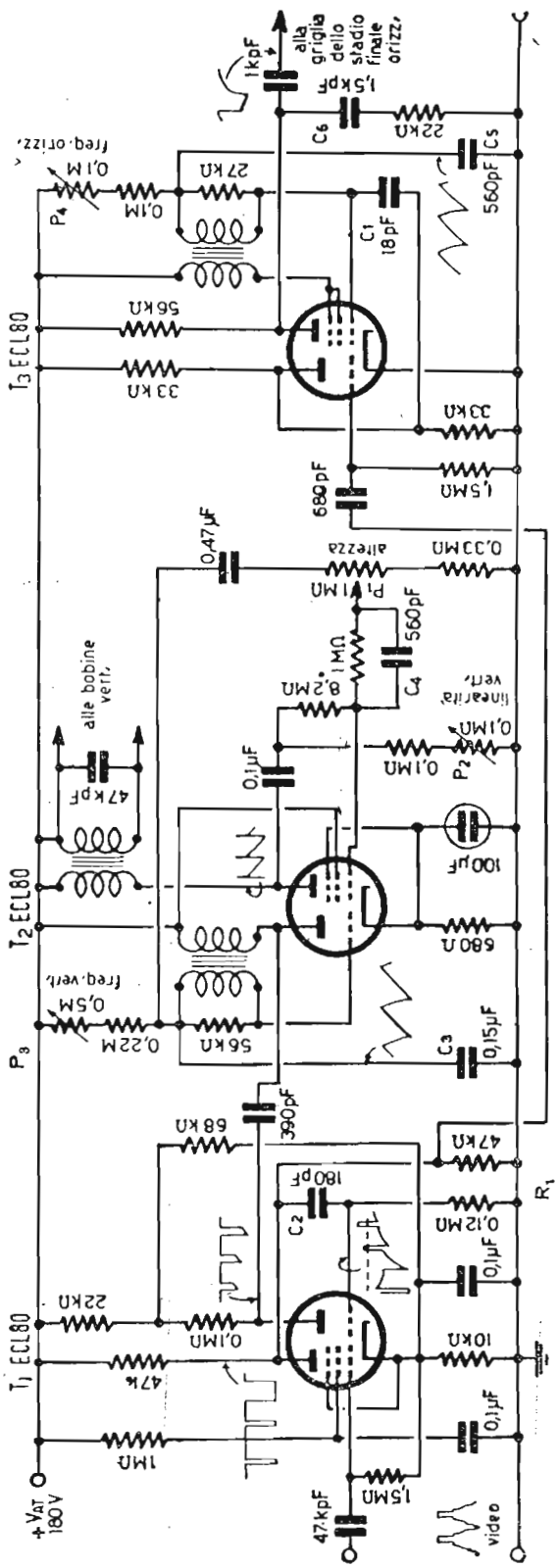


Fig. 53. — Circuito di separazione, sincronizzazione e deviazione orizzontale e verticale.

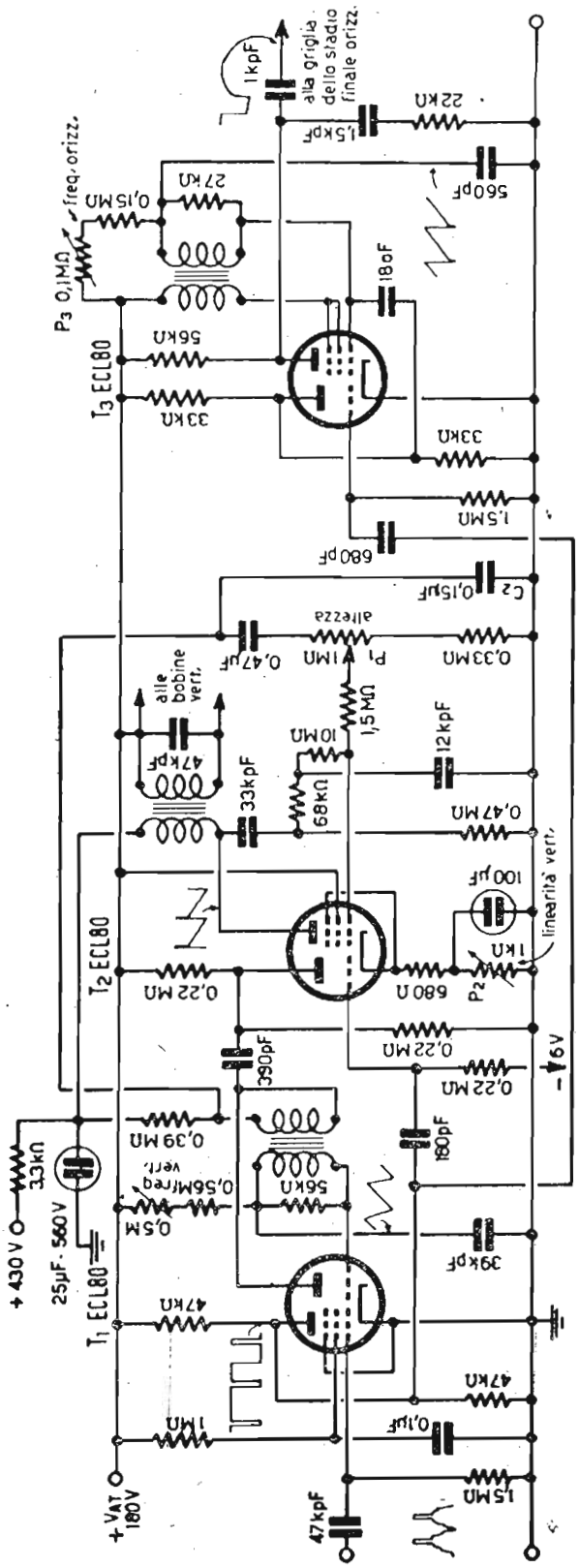


Fig. 54. — Circuito di separazione, sincronizzazione e deviazione orizzontale e verticale. Soluzione differente dalla fig. 53.

tra loro nel rapporto di 4/3.

III) In fig. 53 è rappresentato lo schema elettrico dovuto alla Philips dei circuiti di deviazione orizzontale e verticale per un ricevitore equipaggiato con tubo catodico rettangolare richiedente 7,5 kV al secondo anodo.

La sezione pentodo di *T*1, prima ECL80, agisce come separatore del sincro video per autopolarizzazione provocata dal segnale completo di polarità positiva applicato alla sua griglia, che è allo stesso potenziale del catodo. Sulla placca del pentodo di *T*1 è presente il solo sincro di polarità negativa. La tensione base di griglia è appena 2,5 V per assicurare la funzione separatrice. Quando il pentodo è all'interdizione, la tensione di placca è di 65 V ottenuta dal $+V_{AT}$ mediante un partitore, tale che durante gli impulsi di sincronismo, essa cade ad un valore molto basso. Si ha così, oltre alla separazione, un'azione limitatrice dei picchi degli impulsi, per modo che la tensione punta a punta sull'anodo pentodico è di 60 V. In queste con-

dizioni il funzionamento è indipendente dalle variazioni di ampiezza del segnale applicato, fintanto che questo è maggiore di 2,5 V. Dall'anodo del pentodo di *T*1 il sincro viene inviato al triodo di *T*3 (3ª ECL80), che funge da amplificatore e limitatore; il segnale sincro subisce quindi la differenziazione ad opera del condensatore *C*1 = 18 pF e viene convogliato alla griglia della sezione pentodo (di *T*3), che costituisce l'oscillatore bloccato orizzontale. Il triodo di *T*3 funziona anche da stadio separatore per evitare che gli impulsi di ritorno dell'oscillatore bloccato di riga, penetrino nel circuito di sincronizzazione verticale, il che, se avvenisse, comprometterebbe il buon interlacciamento delle righe. L'impulso di sincronizzazione verticale è ricavato dall'anodo pentodico di *T*1 attraverso al circuito *R*1 = 0,12 Mohm e *C*2 = 180 pF, la cui costante di tempo è di 21,6 μsec. Per effetto differenziante, come si è dimostrato parlando del metodo del Moses, ai capi della *R*1, ossia alla griglia del triodo di *T*1 interdetto in assenza di segnali sincronizzanti per effetto della polarizzazione catodica, si localizza una tensione negativa che mantiene maggiormente l'interdizione per tutti gli impulsi rettangolari sincronizzanti standard, orizzontali ed egualizzatori negativi provenienti dall'anodo pentodico di *T*1. Questo stato di cose si conserva fino a che sopraggiungono gli impulsi larghi verticali di sincronismo; in corrispondenza delle suddivisioni del totale impulso rettangolare verticale, ossia degli intervalli fra gli impulsi larghi, la differenziazione provoca dei picchi inversi positivi che superano il potenziale di interdizione del triodo di *T*1 e permettono il passaggio di corrente anodica a guizzi, che si manifestano con impulsi negativi di tensione sulla placca del triodo in esame. Questi impulsi inversi essendo negativi, al fine di sincronizzare l'oscillatore bloccato verticale, vengono addotti tramite il condensatore 390 pF, all'anodo del triodo di *T*2 (2ª ECL80) funzionante appunto da oscillatore bloccato; l'impulso negativo in placca equivale ad un impulso positivo in griglia e sblocca il triodo, sul quale si scarica il condensatore di scarica *C*3 = 0,15 μF formando il ritorno del dente di sega verticale. Questo metodo di sincronizzazione senza circuiti integratori assicura un perfetto interlacciato, perchè gli impulsi sincronizzanti sono applicati all'oscillatore bloccato soltanto in corrispondenza degli impulsi di quadro. Occorre che la costante di tempo *R*1 *C*2 sia sufficientemente ampia da far sì che il circuito differenziatore non risponda agli impulsi di riga, altrimenti si avrebbe alla fine di ognuno di essi un passaggio di corrente nel triodo di *T*1 e quindi si produrrebbero falsi segnali

di sincronismo verticale, che distruggerebbero l'interlacciato. D'altro canto una costante di tempo troppo grande non porterebbe in conduzione il triodo di *T*1 in corrispondenza degli intervalli tra gli impulsi larghi, impedendo il funzionamento del circuito.

Il circuito di deviazione verticale consta di un normale oscillatore bloccato sincronizzato di placca, come si è detto, e fornisce una tensione punta a punta di 70 V ai capi del condensatore *C*3, di scarica. La frequenza verticale viene regolata col potenziometro *P*1 = 0,5 Mohm. La connessione di *C*3 nel circuito di griglia, anzichè in quello di placca, è consigliabile, perchè acconsente la formazione di un dente di sega più ampio. Nel circuito del pentodo di *T*2 è applicata la controreazione per

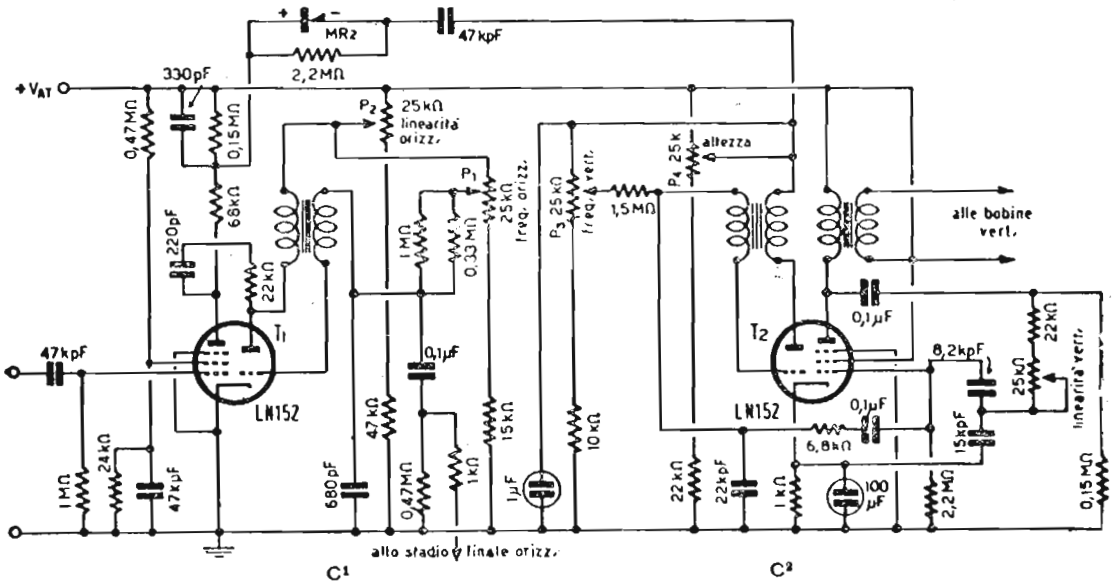


Fig. 55. — Circuiti di separazione, sincronizzazione e deviazione « His Master's Voice ».

migliorare la linearità del dente di sega verticale, compensando la curvatura della caratteristica (*I*a-*V*g) e per combattere la microfonicità. L'applicazione del segnale di sincronismo riduce del 20 ÷ 30% la tensione di uscita a dente di sega, rispetto a quando l'oscillatore oscilla liberamente; perciò l'ampiezza menzionata di 70 volt si riduce a circa 50 volt. Il controllo di linearità verticale è il potenziometro *P*2, mentre *P*3 serve da controllo di altezza. Durante il ritorno la tensione anodica del pentodo *T*2 presenta dei guizzi positivi, che tendono a mantenere il pentodo conduttivo, perchè essi sono applicati alla griglia controllo di questa sezione attraverso il circuito di controreazione; il circuito anodico risulta fortemente smorzato, prolun-

gando il tempo di ritorno. Perciò si è collegato in parallelo alla resistenza $R2 = 1$ Mohm il condensatore $C4 = 560$ pF, che porta sulla griglia un impulso di polarità opposta di quello dovuto all'anodo. In tal modo la durata del ritorno si riduce dall'8 a circa il 4% dell'intero ciclo.

Nel circuito di deviazione orizzontale la sezione pentodica di $T3$, funge come si è detto, da oscillatore bloccato di riga; gli elettrodi attivi sono il catodo, la griglia controllo e lo schermo in parallelo al soppressore. $C5 = 560$ pF è il condensatore di carica ai cui capi si localizza la tensione a dente di sega orizzontale con un valore punta a punta di 135 V. Il controllo di frequenza orizzontale è il potenziometro $P4$. La tensione per il pilotaggio dello stadio finale, non rappresentato in fig. 53, è prelevata dall'anodo pentodico di $T3$. In serie con la capacità di $C6 = 1{,}5$ kpF anodica è posta una resistenza di 22 kohm di smorzamento.

Non si è qui parlato degli stadii finali di riga e di quadro, perchè essi richiedono una trattazione particolareggiata, che verrà esposta in seguito.

IV) Il circuito di fig. 54 è analogo a quello di fig. 53, ma le sezioni delle ECL80 sono diversamente sfruttate. E' assai istruttivo analizzare anche questa soluzione. La sezione triodica di $T1$ (ECL80) è impiegata come oscillatore bloccato verticale, la sezione triodica di $T2$ (ECL80) agisce da separatore e amplificatore del segnale di sincronizzazione verticale; per assicurare una sufficiente polarizzazione a questa sezione, la griglia è connessa alla presa 6 V dell'alimentatore. L'impulso negativo ricavato, come in fig. 53, sull'anodo di detto triodo, viene accoppiato alla placca del triodo di $T1$, cioè dell'oscillatore bloccato verticale, dal quale si deriva il dente di sega di ampiezza punta a punta di 70 V ai capi del condensatore di carica $C1 = 0{,}15$ μF, nel circuito anodico dell'oscillatore bloccato, per pilotare il pentodo di $T2$ costituente lo stadio finale di uscita verticale. Questa connessione è possibile derivando l'alta tensione dell'oscillatore dal +430 V ai capi del condensatore elettrolitico 25 μF/560 V. Così facendo la frequenza generata risente meno della regolazione di altezza del quadro effettuata col potenziometro $P1 =$ 1 Mohm. Nella rete di controreazione si è adottato un circuito $R = 68$ kohm, $C = 12$ kpF in serie per impedire che gli impulsi positivi anodici arrivino sul circuito di griglia. La costante di tempo di tale circuito in serie è scelta in modo da non disturbare il benefico effetto della controreazione durante il tempo di andata del dente.

Il potenziometro $P2 = 1$ kohm che fa parte delle resistenze di catodo di $T2$, agisce come correttore di linearità verticale. Il circuito di deviazione orizzontale agisce come in fig. 53, le differenze consistendo nello stadio finale non rappresentate in fig. 54 perchè, come si è già accennato, questo sarà oggetto di una successiva trattazione.

V) In fig. 55 è riportato lo schema elettrico dei circuiti separatori e sincronizzatori dei generatori di deviazione adottati nei Mod. 1814 e 1816 inglesi della « His Master's Voice » equipaggiati con valvole Marconi.

Il segnale video completo dello stadio finale amplificatore video è accoppiato alla griglia pentodica di $T1$ (1ª LN152); questa sezione funge da separatore per autopolarizzazione del video dal sincro (che appare da solo sull'anodo della sezione pentodo), nonchè da separatore dei segnali di riga da quelli di quadro mediante il circuito integratore a corrente costante e componenti associati disposti nel circuito anodico. Gli impulsi di riga vengono accoppiati alla placca della sezione triodo $T1$ montata come oscillatore bloccato di riga. Il controllo di frequenza di riga è il potenziometro $P1 = 25$ kohm. Il potenziometro $P2$ pure di 25 kohm, regolando la tensione anodica dell'oscillatore, funziona da controllo di larghezza del quadro. Il dente di sega orizzontale localizzato ai capi di $C1 = 680$ pF viene trasmesso alla griglia dello stadio finale di riga non rappresentato in fig. 55. Gli impulsi di sincronismo verticale presenti ai capi della rete integrante nel circuito di placca della sezione pentodo di $T1$, vengono accoppiati, attraverso ad un circuito formatore d'onda (raddrizzatore $MR2$ semi-onda in parallelo a 2,2 Mohm) e a 0,047 μF, alla placca della sezione triodo di $T2$ (2ª LN152) come oscillatore bloccato verticale. La frequenza di quadro è controllata col potenziometro $P3 = 25$ kΩ, mentre l'altezza del quadro può essere regolata agendo sul potenziometro $P4$, che varia la tensione anodica dell'oscillatore. La tensione a dente di sega apparente ai capi di $C2 = 0{,}022$ μF è accoppiata alla griglia della sezione pentodica di $T2$ costituente lo stadio amplificatore finale verticale. La linearità della deviazione verticale è assicurata dalla rete di controreazione disposta fra placca e griglia del pentodo di $T2$.

GENERATORI DI CORRENTE A DENTE DI SEGA

La deviazione elettromagnetica del pennello è ottenuta facendo variare il campo magnetico associato alla corrente, che

scorre nelle due coppie di bobine di deflessione orizzontali e verticali nel giogo montato esternamente sul collo del tubo catodico. Se la deviazione deve essere lineare è necessario che la corrente cresca con legge lineare durante il tempo di andata, quindi cada bruscamente a zero nel breve tempo di ritorno, ossia la corrente nelle bobine deve avere la forma a dente di sega. La tensione applicata alle bobine deflettrici per produrre correnti a dente di sega, non può essere di questa forma, perchè l'induttanza delle bobine si oppone alle variazioni di corrente.

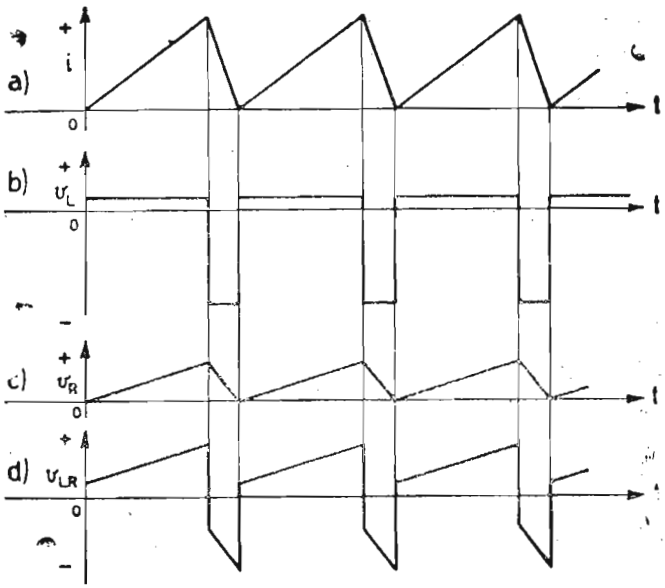


Fig. 56. — Forma d'onda necessaria per ottenere una corrente a dente di sega a); in una *L* pura b); in una *R* pura c); in *LR* d).

La fig. 56 b) indica che la forma della tensione V_L richiesta per generare una corrente *i* a dente di sega (fig. 56 a) in una induttanza pura è quella rettangolare. Essendo $V_L = L di/dt$ si deduce che, essendo *i* lineare la tensione V_L deve essere costante per tutto il fronte di andata, che prende la maggior parte dell'intero periodo dell'oscillazione rilassata.

Dunque l'applicazione istantanea di una tensione costante ad una bobina costituita da una pura induttanza, cioè priva di resistenza, produce nella bobina lo scorrere di una corrente crescente con la stessa legge della carica di un condensatore. Se la tensione viene bruscamente ridotta per un tempo breve la corrente si riduce a zero in questo tempo. Se la tensione ai capi dell'induttanza viene invertita di polarità, passando quindi per lo zero, si produce un forte impulso di polarità opposta a quella della tensione di carica, provocando un rapido ritorno dell'onda

di corrente a dente di sega. Ciò equivale a provvedere per la decrescenza della corrente un circuito di alta resistenza e di piccola costante di tempo. Se la bobina di deviazione fosse invece una pura resistenza, la tensione V_R occorrente per ottenere una corrente a dente di sega, avrebbe pure questa forma (fig. 56 c), perchè in tal caso, non si verificano anticipi o ritardi fra tensione e corrente. Nel caso pratico le bobine di deviazione presentano oltre all'induttanza L anche una resistenza (in serie) che è una parte notevole della impedenza induttiva, perciò la forma d'onda della tensione V_{RL} da applicare per ottenere la corrente i a dente di sega, assume la forma di fig. 56 d) risultante dalla somma delle tensioni V_L (fig. 56 b) e V_R (fig. 56 c). Per ottenere la forma d'onda di fig. 56 d) si usa il circuito rappresentato in fig. 57, che non è altro che un circuito convenzionale con tubo di scarica a vuoto, in cui però si è posta in serie

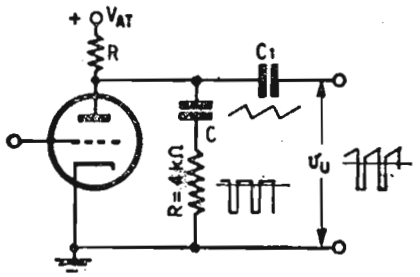


Fig. 57. — Tubo di scarica con resistenza limitatrice per formare l'onda necessaria a mantenere una corrente a dente di sega in un circuito RL.

col condensatore di scarica C una resistenza di punta per la carica e la scarica. Per la resistenza R si adotta normalmente il valore di 4 kohm, che è piccolo rispetto alla resistenza di carico anodica R_a; la tensione ai capi di R è perciò piccola durante la carica di C. La costante di tempo è fatta grande in modo che si sfrutta solo il tratto iniziale lineare della curva esponenziale di carica di C; la corrente di carica è perciò praticamente costante e attraversando la R vi localizza ai capi una tensione costante di piccola ampiezza. Quando avviene la scarica la R è grande rispetto alla resistenza presentata dal tubo di scarica, che allora è conduttivo.

Quando C si scarica rapidamente dà luogo ad un grande impulso negativo di tensione ai capi di R. La tensione a dente di sega ai capi di C, ed a impulsi ai capi di R, sono tra loro in serie e risultano in parallelo allo spazio placca-catodo del tubo di scarica; la tensione V_u di uscita è perciò la somma delle due suddette tensioni ed ha la forma trapezoidale richiesta per mantenere la forma a dente di sega per la corrente nelle

bobine induttive e resistive. Si vede che l'ufficio della resistenza *R* di punta è quello di fornire il picco di tensione necessario affinchè la componente induttiva del circuito di carico produca un rapido annullamento della corrente nell'induttanza per il ritorno.

L'ampiezza della tensione di picco è funzione del valore di *R*, che sarà fatto grande con bobine di deviazione a forte induttanza, per le quali occorre un grande picco di tensione. Al contrario con bobine di deviazione ad alta resistenza, richiedenti una piccola corrente deflettrice, la corrente a dente di sega è ottenibile con modesti valori del picco di tensione e quindi di *R*. In particolare se le bobine fossero puramente resistive e prive di induttanza non occorrerebbe il picco di tensione, quindi la *R* dovrebbe essere eliminata ed il generatore di corrente a dente di sega diverrebbe un normale generatore di tensione della stessa forma. Il rapporto resistenza-induttanza del circuito di deviazione non è esclusivamente determinato dalle bobine deflettrici, ma dipende notevolmente anche dal tipo di tubo adottato per lo stadio finale amplificatore del segnale fornito dal generatore di deviazione, perchè la resistenza interna di tale tubo risulta disposta in serie col carico costituito dalle bobine del giogo. Precisamente se il tubo di uscita è ad alta resistenza, questa può predominare sull'induttanza del carico, per modo che la tensione a dente di sega del generatore di deviazione dà luogo ad una corrente isomorfa nelle bobine deflettrici; se, al contrario, il tubo di uscita è a bassa resistenza interna, l'induttanza delle bobine è l'elemento determinante la natura del carico, per cui è richiesta la resistenza di punta in serie col condensatore *C* di scarica, allo scopo di ottenere la forma desiderata per la corrente nelle bobine stesse.

Domande alle quali l'allievo deve rispondere

NORME. — Per ogni domanda, sono già indicate quattro risposte, (**a, b, c, d**) una delle quali è l'esatta. L'allievo dovrà segnare con un tratto a penna o matita una delle quattro lettere **a, b, c, d,** riportate nella colonna a fianco della domanda per indicare qual'è la risposta da lui ritenuta esatta.

ESEMPIO

(la risposta **d** è quella ritenuta esatta) a): b): c): ~~d)~~

DOMANDA	RISPOSTE (segnare quella che ritiene esatta)
1. Come deve essere scelta la costante di tempo **RC** di un circuito differenziatore per la separazione dell'impulso verticale col metodo del fronte posteriore inverso (picco inverso)? **a)** uguale alla durata dell'impulso verticale; **b)** minore della durata dell'impulso orizzontale; **c)** in modo che la differenza tra le ampiezze dei picchi inversi verticali ed orizzontali sia minima; **d)** in modo che la differenza tra le ampiezze dei picchi inversi verticali ed orizzontali sia massima.	a): b): c): d):
2. Da quali elementi dipende la frequenza (non molto alta) generata da un multivibratore simmetrico di tipo classico Abraham e Bloch? **a)** dalle sole costanti di tempo dei circuiti di accoppiamento tra i due tubi; **b)** come in a) e dalla sola tensione di alimentazione $+V_{AT}$; **c)** come in b) e dalle tensioni anodiche assunte dai tubi nei periodi di conduttività; **d)** come in c) e dai potenziali di interdizione di griglia dei tubi.	a): b): c): d):
3. Se la frequenza generata da un multivibratore simmetrico classico è molto alta, essa dipende da altri elementi oltre quelli previsti nella domanda precedente? **a)** non dipende da altri elementi; **b)** dalle capa-	

cità griglia-catodo dei tubi impiegati; **c)** dalla forma del segnale generato; **d)** dalle capacità griglia-anodo dei tubi impiegati.

a): b): c): d):

4. Qual'è la condizione necessaria per ottenere con un multivibratore simmetrico classico, che le due semionde rettangolari abbiano ugual durata?
a) che siano uguali le costanti di tempo dei due circuiti di accoppiamento intervalvolare: $R_{g1}\ C_1 = R_{g2}\ C_2$; **b)** che siano uguali le due resistenze di griglia e le due capacità di accoppiamento: $R_{g1} = R_{g2}$, $C_1 = C_2$; **c)** come in a) e inoltre che i tubi siano uguali e lavorino con le stesse tensioni; **d)** come in b) e inoltre che i tubi siano uguali e lavorino con le stesse tensioni.

a): b): c): d):

5. Come si può variare la durata delle semionde generate da un multivibratore simmetrico classico?
a) variando per entrambi i tubi la tensione di alimentazione anodica $+V_{AT}$; **b)** variando la coppia di tubi impiegati (sempre uguali tra loro); **c)** facendo diverse le costanti di tempo dei due circuiti di accoppiamento $R_{g1}\ C_1 = R_{g2}\ C_2$, e variando o lasciando inalterate le tensioni in gioco; **b)** diminuendo o aumentando le costanti di tempo dei due circuiti di accoppiamento, conservandole tra loro uguali: $R_{g1}\ C_1 = R_{g2}\ C_2$.

a): b): c): d):

6. Perchè si usa polarizzare positivamente le griglie di un multivibratore?
a) per stabilizzare l'ampiezza dell'oscillazione generata; **b)** per variare la frequenza generata, la durata delle semionde e per rendere il funzionamento del generatore indipendente dalle variazioni accidentali delle condizioni circuitali; **c)** per migliorare la forma d'onda generata; **d)** per correggere automaticamente le assimmetrie circuitali dovute alle differenze costruttive dei tubi e dei componenti vari.

a): b): c): d):

7. Qual'è il principale vantaggio derivante dall'uso di un multivibratore dissimmetrico ad accoppiamento catodico?
a) la semplicità di montaggio del circuito; **b)** l'eliminazione di oscillazioni complesse; **c)** la forma d'onda generata perfettamente rettangolare; **d)** la stabilizzazione della frequenza generata.

a): b): c): d):

8. Come si può variare la frequenza generata da un oscillatore bloccato polarizzato?
a) variando tutti o parte dei seguenti elementi: la costante di tempo **RC** del circuito di griglia, le tensioni in gioco, il trasformatore di accoppia-

mento, il tipo di tubo usato; **b)** variando **R** e **C** in modo da mantenere costante il loro prodotto; **c)** invertendo il senso di accoppiamento del trasformatore griglia-placca; **d)** disponendo il trasformatore tra griglia e catodo.

a): b): c): d):

9. Qual'è la principale caratteristica del circuito flip-flop?

a) è un rilassatore libero, ossia oscillante con frequenza propria senza l'intervento di impulsi sincronizzanti di sbloccaggio; **b)** è un rilassatore fortemente polarizzato, richiedente, per la generazione di oscillazioni, l'applicazione di impulsi esterni di sbloccaggio; esso è un generatore mono impulsivo caratterizzato da due condizioni di equilibrio; **c)** è un generatore di oscillazioni sinoidali; **d)** è un generatore mono impulsivo caratterizzato da una sola condizione di equilibrio.

a): b): c): d):

10. In quale parte del circuito devono essere applicati gli impulsi esterni positivi per ottenere la sincronizzazione di un rilassatore?

a) alla griglia di un tubo non conduttivo all'istante dell'applicazione; **b)** alla placca di un tubo conduttivo all'istante dell'applicazione; **c)** alla griglia di un tubo conduttivo all'istante dell'applicazione; **d)** alla placca di un tubo non conduttivo all'istante dell'applicazione.

a): b): c): d):

11. La frequenza di un rilassatore libero come deve essere rispetto alla frequenza degli impulsi sincronizzanti in assenza di C.A.F.F.?

a) maggiore di quella di sincronizzazione; **b)** uguale a quella di sincronizzazione; **c)** minore di quella di sincronizzazione; **d)** indifferentemente maggiore o minore di quella di sincronizzazione.

a): b): c): d):

12. Qual'è la funzione dell'elettrodo di controllo nel tubo a scarica thyratron?

a) è quella di variare il valor medio della corrente anodica; **b)** è quella di variare il potenziale di ionizzazione e di acconsentire la sincronizzazione con impulsi esterni; **c)** è quella di diminuire il tempo di ritorno del dente di sega; **d)** è quella di variare il potenziale di estinzione.

a): b): c): d):

13. L'oscillatore bloccato ed il multivibratore sono i due tipi di oscillatori generalmente adottati nei circuiti di deflessione. Vi è una particolare indicazione per:

a) l'oscillatore bloccato per la deflessione orizzontale; **b)** l'oscillatore bloccato per la deflessione verticale; **c)** il multivibratore per la deflessione verticale; **d)** non vi è alcuna prefe-

renza tecnica per uno o per l'altro nelle deviazioni verticali e orizzontali. a); b); c); d);

14. In fig. 50 il condensatore di scarica ha il valore di:
a) 5 mμF; **b)** 0,01 μF; **c)** 0,25 μF; **d)** 0,1 μF. a); b); c); d);

15. In fig. 51 l'impulso che sblocca il triodo 2 è:
a) il guizzo positivo che si localizza sulle griglie; **b)** quello dovuto alla scarica di **C2**; **c)** quello dovuto all'applicazione della tensione anodica; **d)** quello negativo del segnale di sincronizzazione applicato all'entrata. a); b); c); d);

16. Il principale vantaggio derivante dall'uso dell'oscillatore oltre al tubo di scarica, in luogo di quest'ultimo solo è:
a) la maggior stabilità della frequenza dell'onda a dente di sega ottenuta; **b)** la formazione del reticolo sullo schermo del T.R.C. anche in assenza di segnali sincronizzanti esterni; **c)** la miglior linearità conseguibile per l'onda a denti di sega; **d)** la maggiore ampiezza del dente di sega dovuta ad una eventuale amplificazione del tubo di scarica. a); b); c); d);

17. Nel circuito di fig. 53 la separazione degli impulsi verticali dal sincro è ottenuta:
a) con circuito integratore; **b)** applicando direttamente il sincro all'oscillatore bloccato verticale; **c)** con circuito differenziatore, per picco inverso; **d)** per la differenza di frequenza rispetto agli impulsi orizzontali. a); b); c); d);

18. Il vero e proprio generatore di deflessione è costituito:
a) dall'unione di un generatore di oscillazioni rilassate con un tubo di scarica; **b)** da un rilassatore a multivibratore; **c)** da un rilassatore ad oscillatore bloccato; **d)** da un tubo di scarica ad alto vuoto. a); b); c); d);

19. Nello schema di fig. 50 la forma a denti di sega delle oscillazioni in uscita è data:
a) dal circuito integratore a due cellule in entrata; **b)** dal tubo T, (½ 6SN7); **c)** dal tubo T2 (½ 6SN7); **d)** dal potenziometro P2. a); b); c); d);

20. Sempre riferendosi allo schema di fig. 50, nel caso in cui esso venga usato per la deflessione orizzontale, come si ottiene la regolazione dell'ampiezza del dente di sega?
a) mediante il potenziometro P_2; **b)** mediante un potenziometro inserito nel circuito anodico

di T_2 al posto della R_a fissa; **c)** variando la polarizzazione di griglia di T_1; **d)** variando la polarizzazione di griglia T_2.

a): b): c): d):

21. Nello schema di generatore di deflessione ad oscillatore bloccato di fig. 51 qual'è la **C** e la **R** che costituiscono la costante di tempo che comanda la frequenza delle oscillazioni?
a) C_2 e R_2; **b)** C 150 pF e R 0,47 MOhm all'ingresso; **c)** C_1 e Rg; **d)** R_1 e C_1.

a): b): c): d):

22. Sempre nello schema di fig. 51, in che punto si viene a formare il dente di sega necessario in uscita?
a) attraverso il trasformatore d'accoppiamento; **b)** nella sezione triodica 1; **c)** nella sezione triodica 2; **d)** nel circuito in ingresso.

a): b): c): d):

23. Nel circuito classico di scarica di fig. 57 per l'ottenimento di tensioni deflettenti di forma del tipo di fig. 56, qual'è l'organo che provoca tale speciale forma d'onda?
a) la resistenza anodica R; **b)** il condensatore C_1; **c)** il condensatore C; **d)** la resistenza di punta = 4 kΩ.

a): b): c): d):

24. Obiettivo comune a tutti i circuiti C.A.F.F. in un ricevitore TV è di:
a) non applicare il segnale sincronizzante direttamente all'oscillatore locale, per evitarne lo sganciamento da parte dei disturbi; **b)** stabilizzare l'oscillatore **RF** per mantenere costante la sintonia e la ricezione delle portanti video e audio; **c)** rendere indipendenti le variazioni di ampiezza del dente di sega orizzontale dalle variazioni di frequenza dell'oscillatore di riga; **d)** generare una regolazione automatica della ampiezza del dente di sega orizzontale in funzione dell'ampiezza del segnale ricevuto.

a): b): c): d):

25. Qual'è il requisito fondamentale perchè sia rispettata nella trasmissione TV l'esatta forma dei segnali sincronizzanti?
a) una larghezza di banda video di almeno 5 MHz, con assenza di distorsioni di fase; **d)** una larghezza di banda video di almeno 1 MHz; **c)** la presenza della componente continua; **d)** linearità di amplificazione da 20 Hz sino a 16.000 Hz.

a): b): c): d):

26. Perchè i disturbi parassitari hanno poco effetto sulla sincronizzazione orizzontale munita di C.A.F.F.?
a) perchè esiste un limitatore dei disturbi; **b)** perchè l'effetto volano del circuito rende indipen-

dente il suo funzionamento da qualsiasi impulso irregolare, salvo in un brevissimo intervallo destinato al controllo (Keying); **c)** perchè i disturbi non hanno influenza a causa del loro senso (polarità); **d)** perchè i disturbi non vengono amplificati.

a): b): c): d):

27. Se in un ricevitore televisivo si arresta improvvisamente il funzionamento dell'oscillatore di deflessione verticale, che cosa appare sullo schermo visivo del tubo catodico?
a) nulla più si vede sullo schermo; **b)** compare una riga sola verticale; **c)** compare una riga sola orizzontale; **d)** compare un reticolo a maglie larghe.

a): b): c): d):

28. Un circuito separatore video-sincro è indipendente dal tipo di standard TV?
a) sì; **b)** dipende dalla frequenza di riga; **c)** dipende dalla frequenza di quadro; **d)** dipende dalla polarità della modulazione (positiva o negativa).

a): b): c): d):

29. Un circuito separatore sincro-riga da sincro-quadro è indipendente dal tipo di standard TV?
a) sì; **b)** è legato allo standard dalla polarità della modulazione; **c)** è legato allo standard dalle frequenze di riga e di quadro, nonchè dalla forma e durata dei segnali sincro; **d)** dipende dalla modulazione d'ampiezza o di frequenza del trasmettitore.

a): b): c): d):

30. Un circuito separatore sincro-riga da sincro-quadro progettato per lo standard americano 525 righe - 30 immagini, modulazione video negativa, funziona ugualmente bene con lo standard italiano 625 righe - 25 immagini?
a) in pratica sì; **b)** no, occorre modificarlo; **c)** occorre cambiare totalmente il circuito integratore; **d)** occorre cambiare totalmente il circuito differenziatore.

a): b): c): d):

31. Un circuito separatore sincro-riga da sincro-quadro progettato per lo standard inglese 405 righe 25 immagini modulazione video positiva, può funzionare ugualmente bene con lo standard italiano?
a) sì; **b)** occorre modificarlo totalmente; **c)** occorre modificare il solo circuito differenziatore del sincro-riga; **d)** occorre modificare il solo circuito integratore (o differenziatore in certi casi) del sincro-quadro.

a): b): c): d):

Domande e risposte su argomenti trattati nella Dispensa 10, 11 e 12 (lezioni XVII, XVIII, XIX, XX e XI)

DOMANDE

1. Di quali elementi si compone un generatore di tensione a dente di sega?

2. Come avviene la generazione del dente di tensione?

3. E' preferibile che il generatore di tensione a dente del tipo bloccato sia monovalvolare o a due tubi?

4. Qual'è la forma della tensione occorrente per generare una corrente a dente di sega: **a)** in un'induttanza pura; **b)** in una resistenza pura; **c)** in una bobina costituita da **R** ed **L** in serie?

5. Come si ottiene la forma di tensione per far circolare una corrente a dente di sega in una bobina a **R** e **L** in serie?

6. A quale frequenza deve funzionare un oscillatore a dente di sega nei rispetti degli impulsi sincronizzanti che lo controllano?

7. Quali sono i tipi di generatori di tensione a denti di sega, più comunemente usati nei ricevitori TV?

8. Come viene ottenuta la necessaria reazione oscillante nel circuito del multivibratore?

9. Qual'è la differenza fra un multivibratore simmetrico ed uno asimmetrico?

10. Qual'è il tipo di controreazione oscillante usato nell'oscillatore bloccato (blocking oscillator)?

11. Perchè non vengono usati correntemente gli oscillatori a rilassamento a « tyratron » nei ricevitori TV?

12. Quale modifica devesi introdurre in un oscillatore generante una forma d'onda di tensione a denti di sega, per renderlo adatto per una deflessione magnetica?

13. Quali dispositivi correttori si possono escogitare per correggere la non linearità di un'onda a dente di sega generata da un condensatore?

RISPOSTE

1. Di un generatore rilassatore, di un tubo di scarica e di un condensatore di carica e scarica.

2. Durante i periodi di interdizione del tubo di scarica, il condensatore di scarica essendo connesso al $+V_{AT}$ si carica, tendendo la tensione ai suoi capi a questo valore; così si forma il tratto di andata del dente di sega. Quando il tubo di scarica diviene conduttivo, essendo in parallelo al condensatore di scarica, offre a questo una via di piccola resistenza; il condensatore si scarica in tal modo attraverso al tubo di scarica e la tensione ai suoi capi si riduce rapidamente a zero formando il tratto di ritorno o fronte ripido del dente.

3. E' preferibile che sia bivalvolare, perchè con due tubi sono molto attenuate le variazioni di frequenza conseguenti alle variazioni di ampiezza del dente generato.

4. **a)** rettangolare; **b)** triangolare; **c)** trapezoidale risultante dalla somma delle tensioni **a)** e **b)**.

5. Si ottiene disponendo in serie col condensatore di scarica una resistenza di punta, che fornisce il picco di tensione necessario perchè la componente induttiva delle bobine di deviazione riduca rapidamente a zero la corrente nell'induttanza durante il ritorno.

6. Per un funzionamento stabile, l'oscillatore a denti di sega deve funzionare ad una frequenza leggermente inferiore a quella degli impulsi sincronizzanti. Ciò previene la scarica totale del circuito a dente di sega prima dell'arrivo dell'impulso sincronizzante.

7. Il multivibratore e l'oscillatore bloccato (blocking-oscillator).

8. Due modi sono generalmente impiegati:
   1° - reazione capacitiva mediante un condensatore fra la placca del secondo tubo e la griglia del primo tubo;
   2° - reazione attraverso il circuito catodico mediante l'impiego di una

resistenza catodica comune, non bypassata, ai due tubi.

9. Si dice che un multivibratore è simmetrico quando la costante di tempo **RC** di un tubo è uguale a quella dell'altro tubo, intendendo con **R** la resistenza di griglia e con **C** il condensatore d'accoppiamento reciproco placca-griglia. Nel multivibratore asimmetrico la costante di tempo di un tubo è nettamente diversa da quella dell'altro.

10. Nell'oscillatore bloccato la reazione positiva necessaria viene ottenuta mediante un accoppiamento induttivo (trasformatore) fra la placca e la griglia di uno stesso tubo; il circuito è congegnato in modo che dopo ogni mezzo periodo dell'oscillazione, questa viene bloccata automaticamente.

11. Il « thyratron » è un tubo a gas ed in esso viene adottato il principio della ionizzazione del gas, per scaricare il circuito. Tubi di questo tipo sono soggetti ad instabilità col variare della pressione del gas a causa della variazione di temperatura. La maggior parte dei « tyratron » hanno un tempo di deionizzazione piuttosto lungo in confronto delle frequenze di deflessione orizzontale oggi in uso (15.000 periodi). Inoltre si generano facilmente delle oscillazioni spurie, che possono causare disturbi all'immagine ricevuta.

12. Occorre semplicemente disporre una resistenza in serie col condensatore di carica verso « terra », ai capi del quale si genera la tensione a denti di sega. Questa resistenza provocherà la formazione di un'onda rettangolare negativa nella forma d'onda di tensione ai denti di sega, durante il periodo di scarica del condensatore.

13. Uno dei modi più usati per correggere la non linearità prodotta dalla corrente di carica di un condensatore è quello di amplificare la tensione a dente di sega pel tramite di un amplificatore con caratteristica non lineare in senso opposto. Un secondo sistema è quello di rendere costante la corrente di carica del condensatore. Ciò può essere realizzato da un pentodo la cui corrente anodica è relativamente costante entro ampie variazioni della sua tensione anodica. Questo fatto rende possibile la carica del condensatore a corrente praticamente costante attraverso il pentodo, producendo così una forma d'onda lineare del dente di sega.

Autorizzazione del Tribunale di Milano 16-1-61 - N. 5502 del Registro
Direttore responsabile ALFONSO GIOVENE - Proprietà della Editrice Il Rostro
Distribuzione in abbonamento postale - Gruppo II
Distribuzione STE - Milano

CORSO
TEORICO - PRATICO DI
TELEVISIONE

DISPENSA

N. 13

SOMMARIO

— Chiave per le risposte alle domande della dispensa 12ª (Lezioni XVII, XVIII, XIX, XX e XXI).

LEZIONE XXII

Il controllo automatico di sincronismo basato sul principio del C.A.F.F. — I circuiti Volano (Flywheel) — Esame dei circuiti C.A.F.F.

TUTTI I DIRITTI RISERVATI ALLA
EDITRICE IL ROSTRO - MILANO

TIPOGRAFIA EDIZIONI TECNICHE - MILANO - VIA BALDO DEGLI UBALDI, 6

Chiave per le risposte alle domande della dispensa 12ª (lezioni XVII, XVIII, XIX, XX e XXI)

Numero della domanda	Risposta esatta
1	d)
2	d)
3	b)
4	c)
5	c)
6	b)
7	b)
8	a)
9	b)
10	a)
11	c)
12	b)
13	d)
14	c)
15	a)
16	b)
17	c)
18	a)
19	c)
20	b)
21	c)
22	c)
23	d)
24	a)
25	b)
26	b)
27	c)
28	d)
29	c)
30	a)
31	b)

LEZIONE XXII

IL CONTROLLO AUTOMATICO DI SINCRONISMO BASATO SUL PRINCIPIO DEL C.A.F.F.

I CIRCUITI VOLANO (FLYWHEEL).

I vari tipi di generatori di deviazione comandati da un solo impulso sincronizzante per ogni ciclo, descritti nei paragrafi precedenti, possono mantenere soddisfacentemente il sincronismo nel ricevitore alla condizione che non intervengano disturbi violenti sotto forma di tensioni impulsive. La presenza di questi ultimi può portare facilmente alla perdita del sincronismo per il principio su cui è fondato il funzionamento dello sganciamento dell'oscillatore rilassatore. Infatti questo non può distinguere se un guizzo di tensione che gli perviene sia dovuto ad un regolare impulso sincronizzante o ad altra causa; perciò un disturbo che preceda di poco l'impulso regolare e di ampiezza tale da invadere la regione dell'ultra nero, può provocare lo sganciamento dell'oscillatore che produce un dente di sega sfasato ed intempestivo a tutto danno della sincronizzazione.

La fig. 1 chiarisce la situazione: nella prima linea è rappresentato il segnale video completo con forti disturbi dovuti a parassiti, che oltrepassano il livello del nero e invadono la regione del sincro. La situazione presenta un forte impulso disturbante in prossimità di un regolare impulso sincronizzante di riga, il quale è pure deformato dalla persistenza del parassita. La seconda linea mostra ciò che vi è dopo la separazione del sincro dal video; sono presenti tre impulsi: 1 e 2 dovuti ai disturbi, 3 è il segnale sincro-riga. La terza linea mostra i cicli della tenvione vg dell'oscillatore bloccato.

La quarta linea indica la tensione occorrente a dente di sega per deflettere il pennello elettronico. Il guizzo 1 pur avendo

un'ampiezza considerevole rimane inattivo, perchè incide circa a metà del ciclo e quindi è insufficiente a sbloccare l'oscillatore, perchè la tensione risultante di griglia è minore del potenziale di interdizione $-Vg_0$.

L'impulso 2 invece incide in prossimità della fine del ciclo quando l'oscillatore è maturo per lo sganciamento; esso riesce quindi a sbloccarlo in anticipo portando la griglia oltre — Vg_0

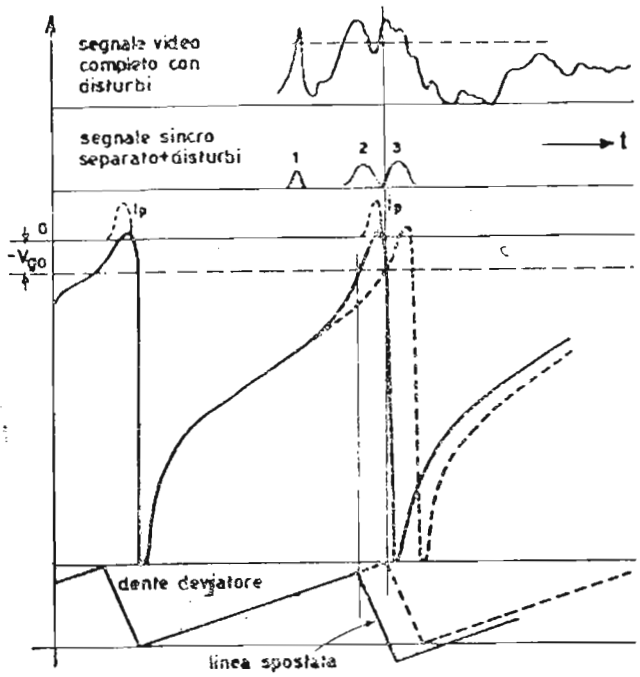


Fig. 1. - Condizioni di lavoro di un oscillatore rilassato in presenza di forti disturbi.

Nota: Il diagramma a denti di sega corrisponde alla tensione V_d o corrente i_d.

prima del tempo giusto. Si ha un guizzo di corrente anodica e si inizia un ciclo prematuro secondo le linee a tratto pieno per vg e vd (o id). In condizioni normali l'impulso regolare sincronizzante 3 avrebbe provocato i cicli vg e vd (o id) segnati tratteggiati. Sul quadro si osserva in corrispondenza al ciclo anticipato una riga spostata dalla sua posizione normale. Le medesime condizioni si ripetono se in luogo di impulsi sincro-riga si considerano gli impulsi di sincronizzazione di quadro. In quest'ultimo caso il disturbo si manifesta con un movimento verticale dell'immagine sullo schermo del tubo catodico.

Può verificarsi il caso in cui un segnale sincronizzante venga cancellato da un disturbo, in tal caso l'oscillatore bloccato rimane inattivo finchè la sua tensione di griglia raggiunge il potenziale di interdizione secondo la curva di scarica alla frequenza naturale, che è minore di quella di sincronismo, col risultato di perder nuovamente quest'ultimo.

Si rende perciò necessaria l'adozione di un sistema automatico di controllo di sincronismo. Esso è ottenuto sfruttando il principio del controllo automatico di frequenza e fase (C.A.F.F.) applicato al generatore di deviazione mediante una tensione continua detta di errore, o di controllo, o di correzione, dipendente dal valor medio degli impulsi di sincronizzazione, tensione che mantiene in passo il generatore, il quale non è più comandato da un singolo impulso ad ogni singolo ciclo. Si perviene in tal modo ai cosidetti « circuiti volano » ossia stabilizzatori.

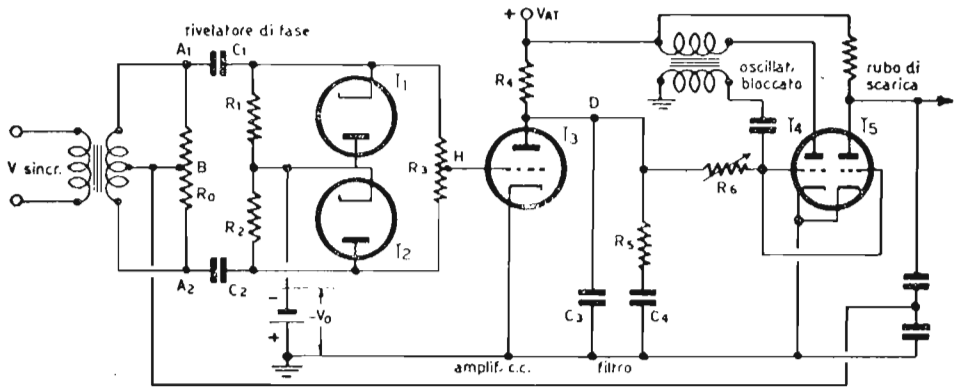


Fig. 2. — Circuito di sincronizzazione controllato in frequenza e fase. Nota: Il punto *F* citato nel testo corrisponde alla griglia del triodo *T*4.

Gli impulsi dovuti ai parassiti avvengono ad intervalli irregolari di tempo e quindi sono praticamente senza effetto sul valor medio della tensione sincronizzante. Conseguentemente la tensione di controllo che determina la frequenza dell'oscillatore è quasi indipendente dai disturbi, e il sincronismo può essere conservato anche in presenza di forti parassiti.

I) Nel 1943 K. R. Wendt e G. L. Fredendall descrivevano il seguente sistema di controllo automatico di frequenza e fase di sincronizzazione, lo schema di principio del quale è rappresentato in fig. 2. Nel ricevitore seguono alla separazione dei segnali di riga da quelli di quadro, nell'ordine: un discriminatore (rivelatore di fase), un filtro e l'oscillatore bloccato. Il rivelatore di fase riceve nei punti *A*1 *A*2 il segnale sincronizzante e nel punto *B* l'onda a dente di sega ricavata dall'uscita dell'oscillatore bloccato. La tensione di controllo prodotta in *D* dal discriminatore contiene l'informazione riguardante la fase relativa dell'onda a dente di sega rispetto agli impulsi di sincronismo. Il discriminatore risponde alle variazioni nella fase relativa, esistenti all'istan-

te di incidenza di ogni impulso. Il filtro che segue il rivelatore di f a s e, trasmette solo quelle componenti d e l l a tensione di controllo che variano lentamente, mentre blocca ed elimina le rapide variazioni dovute a subitanei o errati cambiamenti nella fase relativa. Perciò la tensione di controllo in *F* può essere ritenuta una tensione continua, che perviene all'oscillatore p e r ripristinare la fase dello stesso relativa agli impulsi sincronizzanti, quando lo stato di squilibrio si prolunga considerevolmente. Queste variazioni di frequenza e fase del segnale a dente di sega dovute all'azione della tensione di controllo, vengono riportate indietro al discrimantore con un circuito di reazione per mantenere la correzione n e l tempo.

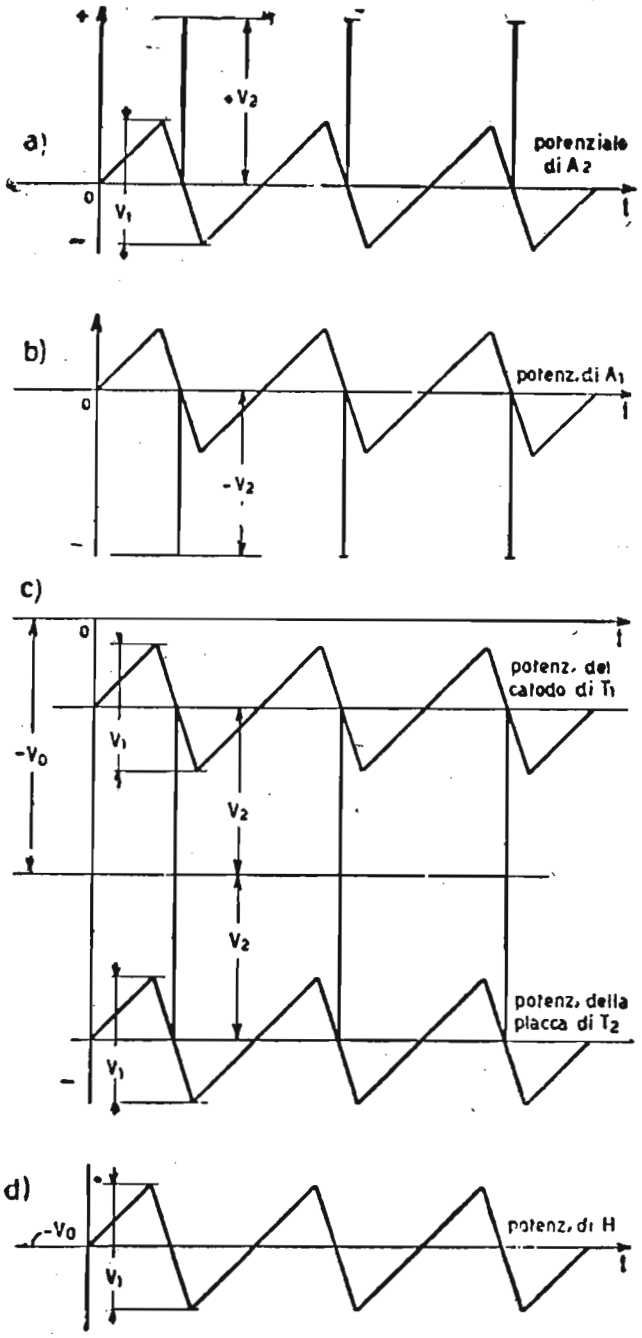


Fig. 3. — Segnale composto nella condizione di equilibrio.

In presenza di disturbi di sufficiente ampiezza, il discriminatore può r e g istrare la fase relativa del picco disturbante rispetto al dente di sega. Siffatte componenti spurie n e l l e tensioni di controllo in *D* normalmente giacciono oltre la f r e q u e n z a di taglio del filtro, quindi non raggiungono il punto *F*. L'insensibilità dei sistemi controllati automaticamente in frequenza e fase è in gran parte dovuta all'azione del filtro.

In fig. 2 gli impulsi di sincronismo di ampiezza *V*2, attraver-

so al circuito bilanciato, sono applicati al discriminatore nei punti *A1* e *A2* con fase opposta, mentre una frazione del segnale a dente di sega di ampiezza *V1*, presa dall'uscita dell'oscillatore, è applicata con la stessa fase ai due diodi del discriminatore. Allora i potenziali risultanti in *A2* e *A1* sono indicati in fig. 3 rispettivamente in a) e b). Conviene mettere in evidenza il fatto che la sincronizzazione per mezzo del C.A.F.F. si verifica in condizioni diverse rispetto al caso normale senza C.A.F.F. Infatti nel C.A.F.F. gli impulsi di sincronismo cadono, per la condizione di equilibrio, al centro del fronte ripido di ritorno, ossia si verificano quando il ritorno è già avvenuto; in altre parole lo sganciamento dell' oscillatore bloccato non avviene per opera dell'impulso, ma secondo il periodo naturale di libera oscillazione del generatore la cui frequenza non deve essere leggermente inferiore a quella di sincronismo, come invece è necessario in assenza di C.A.F.F., ma esattamente uguale ad essa. Col C.A.F.

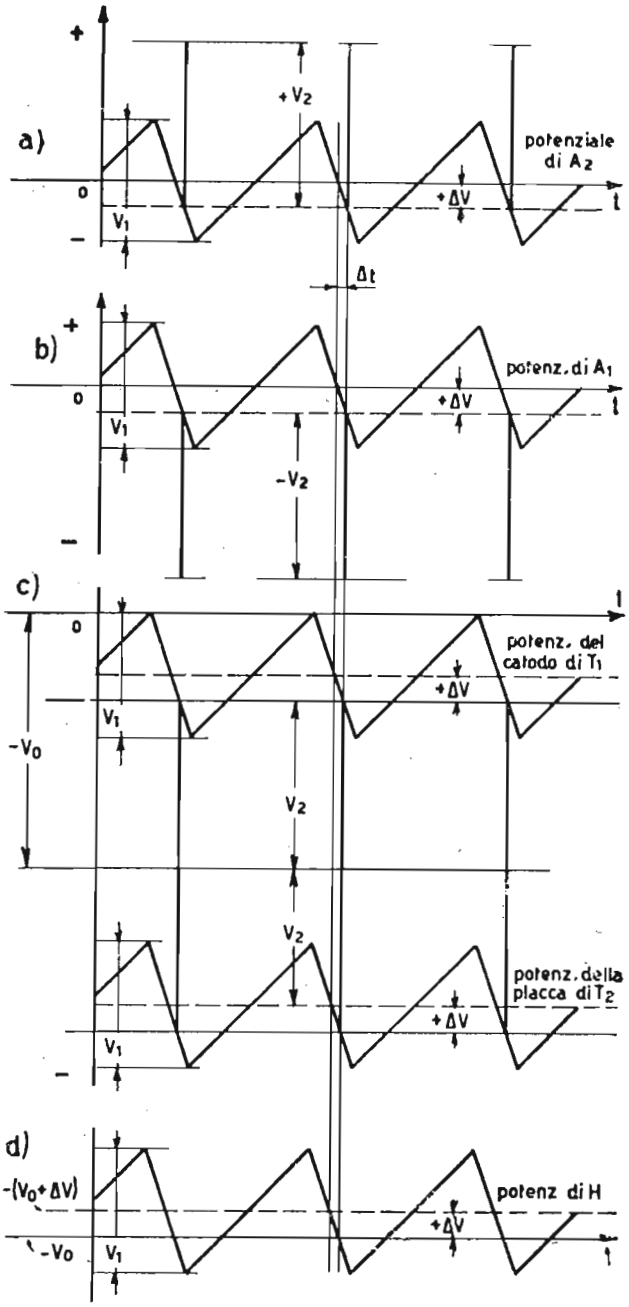


Fig. 4. — Fase dell'onda a denti di sega in ritardo rispetto alla posizione di equilibrio.

Il segnale sincronizzante ha il compito di mantenere costantemente in passo il generatore, correggendone la frequenza propria, quando questa varia in più o in meno rispetto al valore esatto di sincronismo.

L'azione del diodo rettificatore $T1$ è quello di inseritore di corrente continua; i valori di $R1$ e $C1$ sono scelti in modo che esso agisce come un rettificatore di cresta. Il circuito $T1$, $R1$, $C1$ mantiene al catodo di $T1$ l'onda superiore di fig. 3 c), che è uguale all'onda di fig. 3 b), ma spostata in basso, per modo che le ampiezze dei picchi negativi di sincronismo hanno il valore di $-V_o$ volt. Analogamente il diodo $T2$, insieme con $R2$ e $C2$, mantiene alla sua placca l'onda di tensione inferiore di fig. 3 c), in cui le ampiezze di picco degli impulsi di sincronismo hanno anch'essi il valore di $-V_o$ volt rispetto alla massa.

Il potenziale alla presa centrale della resistenza $R3$ rappresentato in figura 3 d), è la media dei potenziali esistenti agli estremi di $R3$, ossia delle due onde di fig. 3 c).

Si noti che al punto H il segnale sincronizzante non è presente, perchè viene eliminato dato che gli impulsi hanno uguale ampiezza e senso opposto intorno al potenziale di equilibrio $-V_o$ intorno al quale si sviluppano i denti di sega per metà sopra e per metà sotto. Ciò significa che la forma dell'onda e la componente continua nel punto D sulla placca dell'amplificatore $T3$, sono indipendenti dall'ampiezza degli impulsi sincronizzanti, la fase dei quali rispetto all'onda a denti determina il

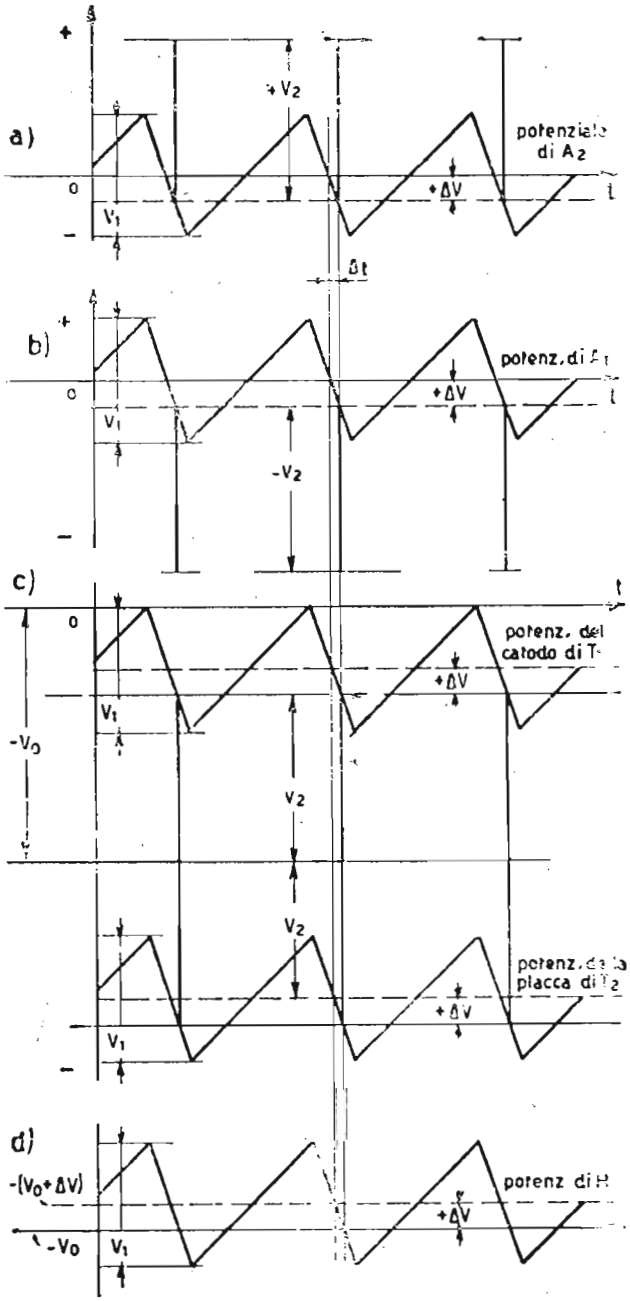


Fig. 5. — Fase dell'onda a denti di sega in anticipo rispetto alla posizione di equilibrio.

valore della componente continua.

Il filtro passa basso nel circuito anodico $T3$ trasmette detta componente continua del segnale al punto D, mentre fuga a massa le componenti alternate. La componente continua amplificata costituente la tensione di controllo al punto F polarizza positivamente la griglia dell'oscillatore bloccato $T4$, la cui frequenza è funzione della polarizzazione. In conseguenza l'onda a dente di sega generata dal tubo di scarica $T5$ ha una frequenza controllata dalla resistenza variabile $R6$ e dalla tensione di errore al punto F.

Esaminiamo ora il comportamento del circuito fuori dalla condizione di equilibrio rappresentata dala fig. 3. Si supponga che per indesiderate variazioni delle tensioni applicate o delle costanti del circuito questo si scosti dalla menzionata condizione di equilibrio nel senso che la frequenza diminuisca e si verifichi un ritardo di fase; allora la fase relativa del segnale sincronizzante e dell'onda a dente di sega differisce da quella di equilibrio di fig. 3. La nuova situazione è rappresentata in fig. 4 a), b), c), d).

Come per l'equilibrio i rivelatori di cresta mantengono i picchi del segnale di sincronismo al valore $-Vo$. Perciò l'asse corrente alternata del segnale di controllo al punto H (fig. 4 d) è abbassato della quantità ΔV Volt, la componente corrente continua al punto H ha quindi il valore $-(Vo + \Delta V)$ volt, ossia subisce un incremento di $-\Delta V$ volt rispetto alla condizione di equilibrio. Il conseguente incremento $+\Delta V$ al punto F tende ad aumentare la frequenza dell'oscillatore e quindi a riportare i denti di sega verso la posizione di equilibrio. Analogamente un anticipo della fase dei denti di sega rispetto all'equilibrio, come indicato in fig. 5 a) b) c) d), provoca un incremento positivo $+\Delta V$ al punto H e $-\Delta V$ al punto F della tensione di controllo, il cui effetto è quello di diminuire la frequenza dell'oscillatore ripristinando l'equilibrio del circuito.

L'azione della tensione continua correttrice ΔVc nella frequenza di un oscillatore bloccato è messa in evidenza dalle seguenti considerazioni. Il tempo $t2$ del periodo totale T è determinato dalla costante di tempo RgC del circuito di griglia ed è fornito dall'equazione funzionale relativa alla fig. 26 (Lezione XX) e qui riprodotta:

$$t2 = Rg\ Clge\ Vc/Vgo$$

La tensione di controllo ΔVc agendo sulla resistenza Rg, modifica $t2$ così:

$$t'2 = Rg\ Clge\ \left(\frac{Vc - \Delta Vc}{Vgo + \Delta Vc}\right)$$

Se $\Delta Vc > O$, $t'2 < t2$ e l'oscillatore è obbligato ad aumentare la sua frequenza.

Se $\Delta Vc < O$, $t'2 > t2$ e l'oscillatore è obbligato a diminuire la sua frequenza.

Ulteriori considerazioni matematiche conducono alla relazione:

$$\Delta Vc = Vgo \left[\left(\frac{Vc}{Vgo} \right)^{\Delta f/f} - 1 \right]$$

che fornisce il valore della tensione continua ΔVc di controllo per correggere la variazione Δf.

Il procedimento per un calcolo di orientamento del C.A.F.F. è il seguente:

— Valutare approssimativamente l'entità della deriva relativa $\Delta f/f$ di frequenza dell'oscillatore, in seguito a variazioni delle tensioni di alimentazione, della temperatura, ecc.

— Calcolare per mezzo dell'ultima relazione il massimo valore della tensione continua ΔVc di controllo necessaria per correggere la variazione Δf.

— Usando un circuito rivelatore di tipo Foster-Seeley, il valore di cresta per il necessario segnale di confronto è dato per un'onda sinoidale da $Vmax = 2{,}64\ \Delta Vc$; mentre per un'onda a dente di sega è dato da $Vmax = 1{,}57\ \Delta Vc$.

— Il minimo valore dell'ampiezza dell'impulso sincronizzante, per il più debole segnale ricevuto, al discriminatore di fase deve essere $\leq 2\ Vmax$. Si consiglia l'uso dell'amplificatore c.c. fra il discriminatore e l'oscillatore ogni qualvolta l'ampiezza del segnale di confronto richiesta sia molto grande. Se la tensione di controllo disponibile è di polarità opposta a quella necessaria, si inverta la fase del segnale di controllo al discriminatore.

La grandezza della tensione di controllo così generata per contrastare le deviazioni di frequenza e fase dell'onda a denti è proporzionale al guadagno dell'amplificatore corrente continua e alla differenza fra le componenti continue dei segnali di controllo al punto H, corrispondenti alle due condizioni estreme di fase, le quali si verificano quando l'impulso di sincronismo capita o sul massimo (inizio del ritorno), o sul minimo (fine del ritorno) del dente di sega. In tal caso la differenza in og-

getto è uguale all'ampiezza $V1$ del dente iniettato nel punto B, diminuito delle trascurabili cadute di tensione nel circuito rivelatore di fase. Se nel sincro sono presenti dei disturbi, la tensione fra $A1$ e $A2$ contiene impulsi disturbanti, che sono stati trasmessi, insieme coi segnali utili, dal separatore del sincro dal video, come indicato in fig. 6 a). L'ampiezza del picco di alcuni impulsi di disturbo supera la tensione di polarizzazione dei due diodi e provoca un passaggio di corrente, perciò la forma d'onda del segnale al punto H è quella di una tensione a dente di sega irregolare, dove talvolta gli impulsi di disturbo

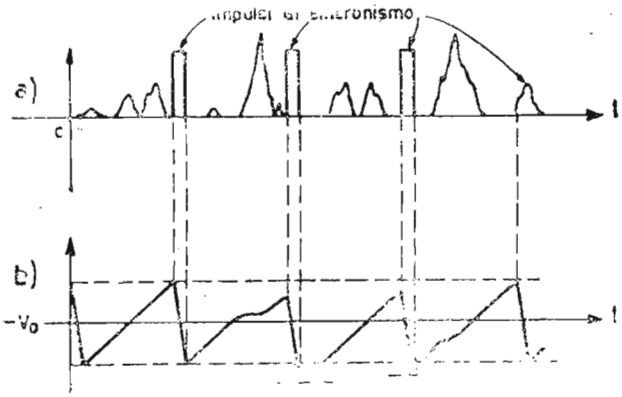


Fig. 6 — Segnale sincronizzante a) e segnale di controllo in presenza di disturbi b).

sono eliminati. Il filtro nel circuito anodico $T3$ trasmette, come si è già detto, solo la componenti continua e le componenti variabili lentamente della tensione applicata alla griglia, mentre elimina tutte le componenti di frequenza superiore a pochi Hz. Le componenti a variazione lenta hanno però l'effetto di spostare costantemente l'asse alternato dalla posizione di equilibrio, col risultato di apportare sulla griglia dell'oscillatore $T4$ una variazione nel segnale di controllo. Ciò provoca una deviazione di frequenza e di fase dell'oscillatore, ma essa non è dannosa, perchè prontamente compensata dal dispositivo di controllo automatico di frequenza e fase. Il filtro in placca di $T3$ deve essere praticamente uguale sia per la stabilizzazione della frequenza orizzontale, sia per quella della frequenza verticale; il filtro trasmette un'onda sinoidale di frequenza minore o uguale a 0,3 Hz circa; la sua risposta a 50 Hz è praticamente nulla. Perciò le singole righe di scansione non possono essere spostate in modo visibile dalle righe adiacenti. Ciò significa che l'oscillatore orizzontale resta insensibile ai disturbi ricorrenti, che causerebbero un peggioramento della risoluzione orizzontale in assenza del C.A.F.F. In generale un generatore esternamente sincronizzato è sensibile ai disturbi in misura tale da portare ad una diminuzione della risoluzione orizzontale. Per le stesse

ragioni la risposta del filtro a 25 Hz è così ridotta, che l'interlacciato si conserva perfetto, pure in presenza di violenti disturbi e di un segnale sincronizzante verticale imperfetto.

Il circuito di fig. 7 è un altro rivelatore di fase bilanciato; impiega quattro diodi ed è di facile realizzazione e messa a punto. Il principio di funzionamento è il medesimo di quello di fig. 2, ma differisce in qualche dettaglio e può essere elementarmente spiegato come segue: i quattro diodi funzionano come un interruttore unipolare ad una via che connette la capacità *C*3 alla resistenza *R*2 d'ingresso al circuito, durante gli intervalli fra due successivi impulsi sincronizzanti. Infatti i quattro diodi costituiscono un ponte alimentato in controfase dal segnale di sincronismo ai capi della diagonale *AB* con polarità tale da portarli tutti in conduzione. La tensione continua di

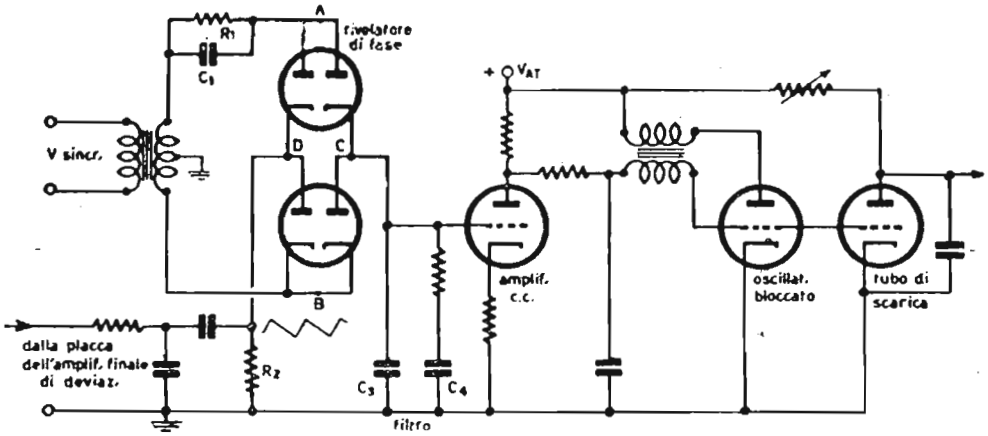


Fig. 7. — Circuito con C.A.F.F. a quattro diodi.

polarizzazione, che interdice i quattro diodi negli intervalli in cui non intervengono gli impulsi sincronizzanti, si genera automaticamente attraverso il gruppo *R*1 *C*1. Il circuito di fig. 7 pertanto non richiede la batteria necessaria in fig. 2. Gli estremi *CD* dell'altra diagonale del ponte sono connessi rispettivamente all'entrata e all'uscita del circuito. I quattro angoli del ponte sono connessi ciascuno ad un catodo e ad una placca. Quando i diodi sono conduttivi la corrente può scorrere fra i circuiti di entrata e di uscita nei due sensi. La capacità *C*3 nel circuito di uscita riceve una carica che rende praticamente equipotenziali i punti *C* e *D* in presenza di impulsi sincronizzanti. Il potenziale in *C* dipende dalla fase fra il segnale sincronizzante e quello a denti. Il segnale in *C* non contiene nessuna informazione del segnale di ingresso, ma solo la componente continua, che è corretta durante ciascun impulso secondo la relazione di fase tra

i segnali in entrata. Questa tensione controlla l'uscita dell'amplificatore a corrente continua, che agisce tramite il circuito reattivo predisposto e fa variare la fase dell'onda a denti fino al ristabilimento dell'equilibrio, che si verifica sul ritorno ascendente del dente di sega (inclinazione positiva).

E' perciò necessario che la polarità del dente di sega in *D* sia quella segnata nelle fig. 7 e 8, che rappresenta gli stati di

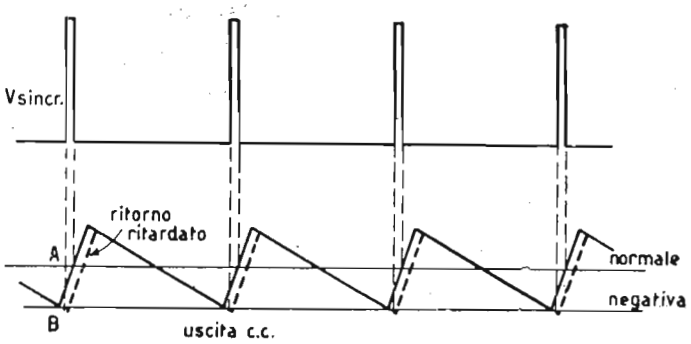


Fig. 8. — Condizioni di equilibrio e di squilibrio (ritardo dell'oscillatore) per il circuito di figura 7.

equilibrio e di squilibrio per il circuito dei quattro diodi. Questa necessità si spiega come segue:

Si supponga che l'oscillatore bloccato ritardi, cioè la sua frequenza sia minore di quella di sincronismo. Il ritorno a inclinazione positiva inizia perciò più tardi del previsto; l'impulso di sincronismo, che dovrebbe incidere a metà di detta linea di ritorno nel punto *A* di fig. 8, si somma al dente in un punto più negativo posticipato *B*. La tensione ai capi di *C*3 è quindi più negativa; perciò sulla placca dell'amplificatore a corrente continua si verifica un aumento positivo di tensione che perviene alla griglia dell'oscillatore e lo sgancia in anticipo, aumentandone la frequenza e ristabilendo l'equilibrio. Nei circuiti di fig. 2 e di fig. 7 i segnali a denti applicati al rivelatore di fase hanno polarità opposta, perciò la tensione alla griglia dell'amplificatore a corrente continua di fig. 2 contiene una componente a dente di sega, mentre quella del circuito di fig. 7 ne è priva. Invertendo le connessioni all'entrata e all'uscita del rivelatore di fase si può ottenere di far funzionare ciascuno dei due circuiti con le stesse modalità dell'altro sotto questo riguardo.

Esiste una similitudine fra i sistemi con C.A.F.F. e il grado di costrizione degli oscillatori rilassati sincronizzati, i quali sono più rigidamente forzati quanto maggiore è l'ampiezza del segnale sincronizzante e sono proporzionalmente più sensibili ai

disturbi. Col C.A.F.F. l'ampiezza del segnale sincronizzante non ha importanza, ma l'amplificazione corrente alternata esistente fra il discriminatore e l'oscillatore bloccato influisce sulla rapidità della regolazione di frequenza dell'oscillatore, ossia sulla rigidità della costrizione. Se l'oscillatore controllato in frequenza e fase presenta una pronta regolazione, sono sufficienti pochi cicli per ottenere il controllo, perciò il disturbo viene diluito in questi pochi cicli ed il valor medio della componente continua ne risente sensibilmente. Al contrario, se l'amplificazione è bassa, occorrono molti impulsi successivi per ottenere la regolazione e l'influenza del disturbo sul valor medio è diluita in un tempo relativamente lungo, perciò il suo effetto è poco sensibile, ciò che è evidentemente desiderabile. Tuttavia il basso guadagno corrente alternata non è scevro di inconvenienti, per es., all'accensione del ricevitore, o per altre cause il sincronismo può essere completamente perduto, in questo caso è necessario un tempo eccessivamente lungo per ritrovarlo.

Il meccanismo di un sistema in C.A.F.F. può così riassumersi: in assenza di segnale ricevuto la frequenza libera dell'oscillatore sia leggermente fuori sincronismo. Alla ricezione del segnale sincronizzante il rivelatore di fase produce un'onda alternata di frequenza uguale allo scarto di frequenza esistente fra il segnale sincronizzante e l'onda a denti. Se la frequenza « differenza » è fortemente attenuata dal filtro non vi è nessun segnale di correzione e il generatore non viene controllato; se invece il filtro lascia passare qualche componente della tensione di controllo senza eccessivi sfasamenti ed attenuazioni, l'oscillatore tende ad assumere la frequenza corrispondente al valore istantaneo della tensione di controllo. Nella fase di ripristino della condizione di equilibrio l'oscillatore tende a rimanere più a lungo nella decrescenza della differenza di frequenza, che non nel periodo in cui la differenza era crescente. Questo fatto porta una distorsione del segnale di controllo, che dà luogo ad un nuovo asse della tensione correttrice nel senso di obbligare al sincronismo l'oscillatore. Tutto passa come se l'oscillatore locale compisse tre salti di frequenza verso il sincronismo e due in senso opposto, continuando in questo stato di cose fino a che il sincronismo viene raggiunto. Elementi favorevoli al rapido ripristino dell'equilibrio sono lo sfasamento prodotto dal filtro e il guadagno corrente alternata del circuito. Nella costituzione del filtro è necessario tener conto di evitare l'innesco di autoscillazioni facili a presentarsi data la reazione impiegata. Un sistema con C.A.A.F. non è limitato ad una semplice relazione

di fase fra sincro e deflessione, perciò la banda nera dello spegnimento può talvolta essere visibile sullo schermo del tubo catodico, perchè il ritorno del dente può principiare all'inizio del piedestallo anteriore precedente l'impulso sincronizzante, agevolando in tal modo il ritorno stesso che ha a sua disposizione un tempo maggiore. Lo spostamento della banda di soppressione avviene così: l'equilibrio, come si è detto, si verifica quando l'impulso è al centro del fronte di ritorno del dente applicato al rivelatore di fase. Questo dente può anche essere prelevato indirettamente dall'oscillatore. Il fronte posteriore del dente originale può facilmente essere dilazionato e poichè l'impulso sincronizzante avviene in equilibrio su questo fronte ritardato, la barra di spegnimento deve necessariamente avvenire dopo che l'oscillatore si è sganciato. Nella deflessione di riga il ritardo conveniente è ottenuto automaticamente, se il dente di sega è ottenuto per integrazione dell'impulso sulla placca del tubo di deviazione, perchè detto ritardo è prodotto dalle bobine stesse di deviazione.

I circuiti della fig. 2 e 7 sono sistemi C.A.F.F. che usano come segnale di confronto l'onda a dente di sega generata localmente. Esistono però altri metodi di C.A.F.F. che usano come segnale di confronto un'onda sinoidale (synchrolock); altro metodo è quello tipo a modulazione dell'ampiezza d'impulso (synchroguide). Diamo qui di seguito una spiegazione dei loro principii informatori illustrandoli con alcuni schemi che la pratica ha convalidato nelle applicazioni alla stabilizzazione degli oscillatori orizzontali, che per essere i più sensibili all'azione dei disturbi, sono i soli ai quali si applichi il C.A.F.F. Il C.A.F.F. non viene comunemente applicato ai circuiti di sincronizzazione verticale, perchè la costante di tempo del filtro, che forma la tensione continua di errore proporzionale alla frequenza media degli impulsi sincronizzanti verticali, sarebbe molto grande, anche il tempo necessario per raggiungere il sincronismo sarebbe eccessivo. Si tenga presente inoltre che i circuiti di deviazione verticale sono meno suscettibili di essere sfasati dai disturbi, rispetto ai circuiti orizzontali, a motivo del valore relativamente alto della capacità integrante.

II) In fig. 9 è riportato uno schema americano (RCA) in cui al circuito di sincronizzazione di riga è applicato il C.A.F.F., per il quale il segnale di confronto è l'onda sinoidale generata da un oscillatore Hartley, mentre nei riguardi della parte relativa al verticale è del tutto comune.

Il segnale rivelato viene applicato con la polarità indicata

alla griglia dell'ultimo stadio amplificatore video costituito dalla prima 6K6GT, dal cui circuito anodico si ricava il segnale completo video-sincro da applicare alla griglia del tubo catodico unitamente alla polarizzazione variabile manualmente mediante il controllo di luminosità (potenziometro 50 kohm) e alla componente c.c. ripristinata dal diodo (una sezione di una valvola 6AL5) derivato sul resistore da 1 Mohm facente parte del circuito anodico.

Segue uno stadio invertitore di fase (6SK7), per modo che è possibile applicare alla griglia del separatore del sincro dal video-immagine 6SH7 il segnale completo con i picchi degli impulsi rivolti verso l'alto, tali cioè da permettere il passaggio di corrente solo in loro corrispondenza, mentre il video risulta eliminato perchè la 6SH7 viene interdetta da quest'ultimo. Il sincro subisce una amplificazione da parte del successivo stadio costituito da una sezione del doppio triodo 6SN7GT; dalla placca di esso si ricava il puro sincro di polarità corretta entrante nel triplo circuito integratore, già noto per quanto detto più volte in precedenza; all'uscita di questo filtro è presente l'impulso sincronizzante verticale della ben nota forma grossolanamente triangolare, che viene applicato alla griglia dell'oscillatore bloccato verticale 6J5, la cui frequenza propria, è regolata con l'indicato potenziometro da 1 Mohm e dal cui catodo si rileva il dente di sega per l'alimentazione dello stadio finale verticale non rappresentato in figura.

Il circuito di sincronizzazione orizzontale è, come si è sopra annunciato, provvisto di C.A.F.F. In luogo di sincronizzare un oscillatore bloccato, come d'uso, si sincronizza, coi segnali di riga ricavati sulla placca della 6SN7GT, un oscillatore di tipo classico Hartley accordato alla frequenza di riga e controllato da un tubo a reattanza, che modifica le costanti del circuito oscillatorio in funzione della sua polarizzazione a sua volta dipendente dal disaccordo fra l'oscillazione dello Hartley ed il segnale di sincronizzazione orizzontale. L'oscillatore sinoidale Hartley è costituito dalla seconda 6K6GT, ed il suo circuito oscillatorio è inserito fra catodo, griglia e massa; la frequenza è regolata mediante il potenziometro da 50 kohm inserito nel circuito di griglia. Il confronto fra le tensioni della 6K6GT e sincro orizzontale viene effettuato dal doppio diodo 6AL5 che riceve entrambi i segnali. Il doppio diodo funge da discriminatore, analogamente alla pratica della FM, ed è quindi montato in controfase con due diodi in derivazione.

Quando le frequenze, o le fasi delle due oscillazioni appli-

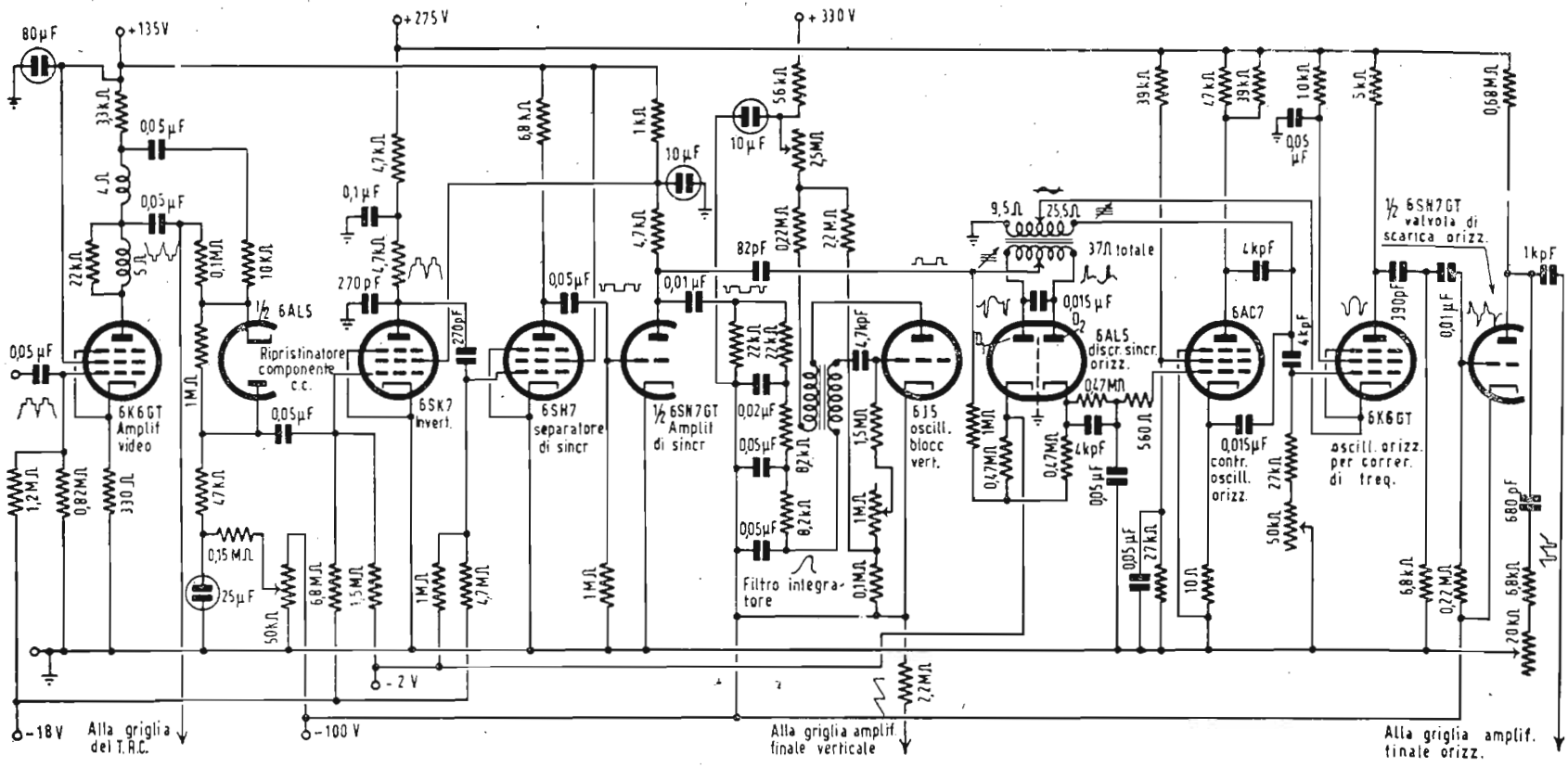


Fig. 9. — Circuito amplificatore e separatore di sincronizzazione con oscillatore Hartley per il sincronismo di riga.

cate al discriminatore non sono coincidenti per instabilità dell'oscillatore sinoidale, sorge una componente continua ai capi della resistenza di carico del doppio diodo (470 kohm + 470 kohm) posta tra catodo e catodo dei due diodi componente che perviene alla griglia del tubo di controllo per slittamento 6AC7, variandone la polarizzazione, la pendenza e quindi il suo carattere di reattanza equivalente in parallelo al circuito accordato dell'oscillatore sinoidale.

Si realizza in tal modo una variazione dell'induttanza in aumento o in diminuzione a compensazione della diminuzione o dell'aumento, che l'ha provocata, di frequenza della tensione sinoidale rispetto a quella di sincronizzazione; l'oscillatore viene quindi rigorosamente mantenuto alla frequenza di riga.

La maggior complicazione di questo circuito rispetto agli schermi usuali trova giustificazione nell'altissima stabilità e nell'insensibilità ai disturbi parassiti, così che esso garantisce il mantenimento della sincronizzazione orizzontale anche nelle condizioni più critiche di ricezione.

L'onda sinoidale stabilizzata fortemente distorta presente sull'anodo della 6K6GT subisce successivamente una trasformazione di forma per modo da permettere il pilotaggio per griglia del tubo di scarica (una sezione del doppio triodo 6SN7GT), dalla cui placca si ricava il dente di sega a frequenza di riga per l'alimentazione dello stadio finale orizzontale.

In fig. 9 sono indicati i principali valori delle tensioni continue di alimentazione, le regolazioni della luminosità, o dell'altezza del quadro, delle frequenze verticale e orizzontale, la forma e la polarità dei segnali nei singoli stadii.

Analizziamo ora più da vicino il funzionamento del circuito di fig. 9, che fu tra i primi a realizzare la sincronizzazione orizzontale facendo uso del controllo automatico di frequenza e di fase.

La capacità di accordo del circuito oscillatorio del generatore Hartley è costituita dal condensatore 0,015 μF derivato tra il primario del trasformatore dell'oscillatore e il catodo del tubo di controllo 6AC7; l'induttanza di detto circuito oscillatorio è costituita da quella dello stesso primario regolabile per variazione di permeabilità e dell'induttanza equivalente variabile del tubo a reattanza. La tensione sinoidale a frequenza così determinata arriva con fase invertita sulle due placche del doppio diodo 6AL5 unitamente agli impulsi di sincronismo di riga provenienti dall'amplificatore 6SN7GT, questi ultimi però con la medesima fase (polarità positiva) per entrambi gli anodi; si

noti che gli impulsi verticali presenti sull'anodo dell'amplificatore di sincronizzazione non pervengono alla 6AL5, perchè il

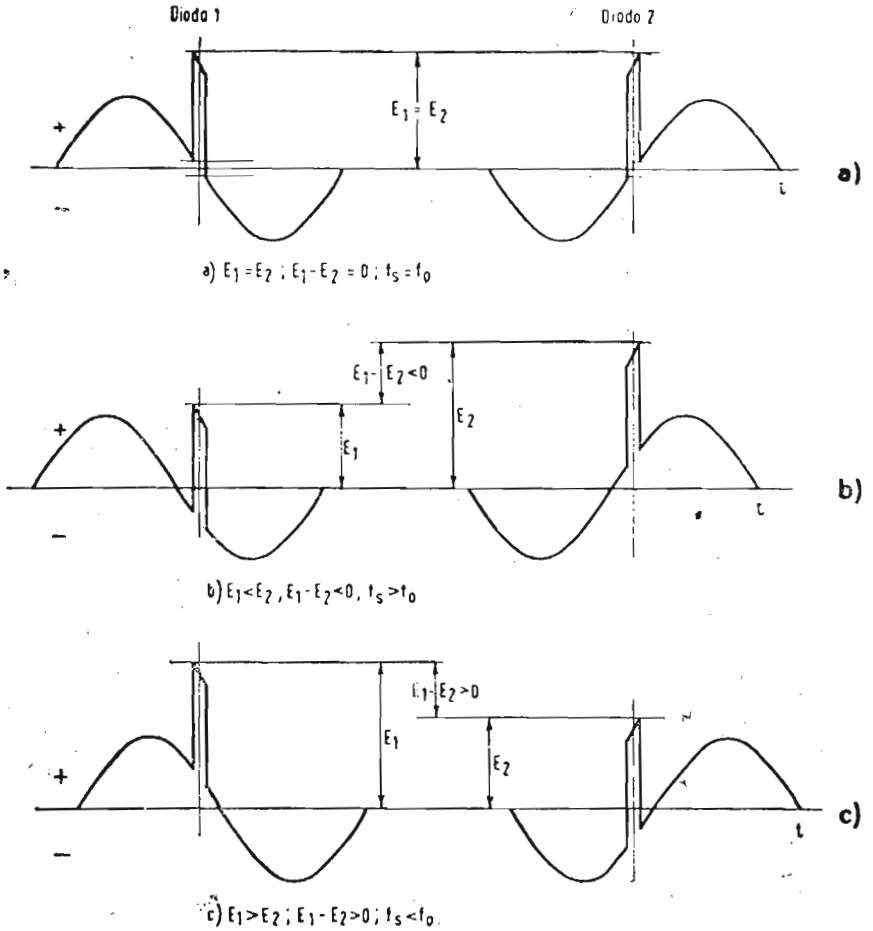


Fig. 10. — a) La frequenza dell'oscillatore locale sinoidale eguaglia quella del segnale sincronizzante. b) La frequenza dell'oscillatore locale sinoidale aumenta. c) La frequenza dell'oscillatore locale sinoidale diminuisce.

sincro subisce differenziazione da parte del condensatore da 82 pF la cui reattanza è piccola rispetto al carico del diodo.

L'ampiezza degli impulsi orizzontali differenziati conviene che sia circa il doppio di quella dell'onda sinoidale.

Si possono verificare i tre seguenti casi:

1) Le due tensioni confrontate sono sinfasiche. Esse si compongono per dare luogo per ciascun diodo ad una risultante il cui valore positivo di cresta è uguale per entrambi.

L'andamento del fenomeno è rappresentato in fig. 10 a), dalla quale risulta chiaro che essendo le tensioni sinoidali ai diodi *D*1 e *D*2 in opposizione, mentre l'impulso di sincronismo ha la

stessa polarità per entrambi i diodi, la risultante tensione di cresta ha lo stesso valore per $D1$ e per $D2$, ossia $E1 = E2$.

La tensione continua ai capi del carico di $D1$ ha lo stesso valore e polarità opposta rispetto alla tensione raddrizzata ai capi del carico $D2$; la loro risultante è quindi nulla. In questo caso il tubo a reattanza è polarizzato dalla sola tensione costante applicata di —2 V.

2) La tensione sinoidale anticipa rispetto al segnale di sincronismo. Ciò avviene quando la frequenza localmente generata aumenta rispetto al caso 1). In queste condizioni l'impulso di sincronismo interviene più tardi e la tensione risultante al diodo $D2$ ha un valore di cresta superiore alla risultante al diodo $D1$ (v. fig. 10 b).

La tensione continua discriminata E uguale alla differenza $E1 - E2$, detta tensione di errore, assume polarità negativa, quindi aumenta in valore assoluto la polarizzazione del tubo a reattanza, con conseguente diminuzione della sua mutua conduttanza ed aumento dell'induttanza equivalente, ciò che provoca una diminuzione della frequenza dell'oscillatore sinoidale; la correzione ha quindi l'effetto di ridurre quest'ultima al valore primitivo coincidente con la frequenza degli impulsi di riga.

3) La tensione sinoidale ritarda rispetto al segnale di sincronismo. Ciò si verifica allorquando l'oscillatore locale tende a diminuire la frequenza generata. In tal caso l'impulso di sincronismo interviene prima che nei due casi precedenti, col risultato che la risultante tensione ha un valore positivo di cresta superiore per il diodo $D1$ che non per il diodo $D2$ (v. fig. 10 c). La tensione di errore discriminata diventa positiva, così la griglia della 6AC7 diventa meno negativa con conseguente aumento della pendenza, diminuzione dell'induttanza equivalente e aumento della frequenza dell'oscillatore locale, che viene quindi rigorosamente ricondotto alla frequenza degli impulsi orizzontali.

La regolazione di frequenza ottenibile con le costanti del circuito di fig. 9 è di circa il 5%. Il tubo correttore a reattanza deve presentare un'elevata conduttanza mutua per ottenere la massima escursione di frequenza entro la quale deve avvenire la regolazione, con un piccolo spostamento di fase tra i segnali sinoidali e di sincronismo; inoltre la caratteristica della Gm deve presentare un netto « cut-off ».

Il doppio diodo discriminatore deve presentare bassa resistenza interna per seguire le rapide variazioni dei valori di cresta degli impulsi.

ESAME DEI CIRCUITI C.A.F.F.

1) Applicazione pratica del C.A.F.F. con segnale di confronto a dente di sega ricavato dallo stadio finale orizzontale, secondo lo schema di principio di fig. 2 - Lezione XXII.

Se in luomo dell'oscillatore Hartley adottato in fig. 9, si usa un generatore di rilassamento a dente di sega si possono conseguire analoghi risultati, col duplice vantaggio di raggiungere una migliore sensibilità di regolazione di evitare uno stadio oscillatore separato, in quanto la tensione a dente di sega a frequenza di riga può essere prelevata dallo stadio finale di sincronizzazione orizzontale e può servire alla regolazione automatica del generatore di rilassamento stesso che la genera. Col sistema in parola scompare anche il tubo a reattanza, perchè il generatore tipo multivibratore non presenta un circuito accordato ad induttanza e capacità, quindi a nulla gioverebbe una induttanza equivalente variabile, l'elemento su cui agisce il controllo automatico in questo caso è il tempo di interdizione del multivibratore, tempo dal quale dipende la frequenza generata dal multivibratore stesso.

In fig. 11 è rappresentato lo schema che realizza il principio testè enunciato e che è dovuto alla General Electric Co.

Alla griglia dello stadio amplificatore di sincronismo costituito da una sezione di un doppio triodo 6SN7 viene applicato al segnale ad impulsi rettangolari di riga ricavati dal sincro previa separazione dal video immagine e dal segnale di sincronismo verticale. La polarità degli impulsi all'ingresso dell'amplificatore è positiva (picchi rivolti verso l'alto). Questi impulsi amplificati, attraverso al trasformatore intervalvolare a presa centrale, pervengono ai due diodi del discriminatore di sincronismo 6AL5; precisamente alla placca del diodo *D*1 vengono applicati impulsi positivi, al catodo del diodo *D*2 impulsi negativi, l'inversione di polarità essendo ottenuta per la presenza delle due metà del secondario del trasformatore di accoppiamento.

Ancora alla placca di *D*1 e al catodo di *D*2 è applicato il segnale di confronto a dente di sega derivante per parziale integrazione da ampi impulsi unidirezionali presenti all'uscita dello stadio finale orizzontale, quindi a frequenza uguale a quella dell'oscillatore di rilassamento orizzontale, che in questo caso è il multivibratore costituito dal doppio triodo 6SN7 alimentato a 350 volt. La fase del segnale di confronto a dente di sega è uguale per entrambi i diodi; la fase del segnale di

sincronismo è opposta per i due diodi, a differenza del caso di fig. 9, in cui è il segnale sinoidale di confronto a presentarsi con fase opposta al discriminatore, mentre gli impulsi sincronizzanti gli pervengono con fase identica. In fig. 11 la polarità necessaria alla presa centrale del secondario per il dente di sega è tale che il tratto ripido di ritorno risulti saliente.

Per composizione degli impulsi di sincronismo col tratto ripido del dente di sega invertito nascono due tensioni applicate ai due diodi rispettivamente, presentanti valori di cresta variabili in funzione dello sfasamento fra i segnali componenti, sfasamenti dipendenti a loro volta dalla differenza di frequenza tra gli impulsi di sincronismo e i denti di sega generati dal multivibratore. Al punto comune ai diodi (catodo di *D*1 e placca di *D*2) si raccoglie una tensione unidirezionale positiva o negativa e di ampiezza variabile a seconda dello sfasamento suddetto. Tale ampiezza non è in generale sufficiente a pilotare il multivibratore, per cui si rende necessario uno stadio amplificatore a corrente continua (una sezione di un doppio triodo 6SL7), che opera inoltre un rovesciamento di polarità della tensione discriminata. La componente continua ricavata all'anodo della sezione attiva della 6SL7 e addotta alla griglia del triodo 1 del multivibratore, ne modifica il tempo di interdizione e quindi la frequenza propria fino a ridurlo esattamente in passo con la frequenza di riga degli impulsi sincronizzanti ricevuti via radio. Si ricorda che ad un aumento del tempo di interdizione corrisponde una diminuzione della frequenza propria del multivibratore, mentre ad una diminuzione del tempo di interdizione corrisponde un aumento di detta frequenza, quindi la variazione di ampiezza della tensione continua applicata alla griglia del triodo 1 della seconda 6SN7 dovrà essere in senso negativo per correggere un aumento di frequenza del generatore locale (anticipo), ovvero in senso positivo per correggere una diminuzione di frequenza dello stesso (ritardo). Come per il circuito di fig. 9, si possono ora presentare i 3 casi già prospettati, e cioè:

1) La frequenza del multivibratore e quindi del dente di sega di confronto è esattamente uguale a quella di sincronismo. Dalla composizione dei due segnali risulta una tensione di cresta *E*1 positiva al diodo *D*1 di ampiezza uguale alla tensione di cresta negativa *E*2 al diodo *D*2, perchè l'impulso sincronizzante si somma algebricamente al dente di sega esattamente al centro del suo tratto saliente di ritorno. La tensione discriminata *E*1-*E*2 è dunque nulla e nessuna variazione di ten-

sione continua perviene al multivibratore, che non abbisogna di alcuna correzione (v. fig. 12a).

2) Il multivibratore anticipa, ossia la frequenza del dente di sega è superiore a quella di sincronismo. Dalla fig. 12b) appare chiaro che per effetto dello sfasamento fra i due segnali, la tensione di cresta positiva *E*1 al diodo *D*1 ha maggior ampiezza della tensione di cresta negativa *E*2 al diodo *D*2; l'impulso sincronizzante si somma algebricamente al deente di sega nella seconda metà del suo tratto saliente di ritorno; la tensione discriminata *E*1-*E*2 risulta quindi positiva alla griglia dell'amplificatore c.c. 6SL7; tale tensione continua si ritrova amplificata e di polarità invertita, cioè negativa, sull'anodo dello stesso tubo col risultato di interdire più a lungo la sezione 1 della 6SN7 e di far rallentare il multivibratore, cioè di abbassarne la frequenza propria al valore di quella di sincronismo.

3) Il multivibratore ritarda, ossia la frequenza del dente di sega è inferiore a quella di sincronismo. La (fig. 12c) mostra che per effetto dello sfasamento tra i due segnali l'impulso sincronizzante si somma algebricamente al dente di sega nella prima metà del suo tratto saliente di ritorno; ne consegue che la tensione di cresta risultante *E*1 al diodo *D*1 ha minor valore assoluto della tensione di cresta risultante *E*2 al diodo *D*2. La tensione discriminata *E*1-*E*2 è quindi negativa sulla griglia dell'amplificatore c.c. e positiva sulla sua placca; la sezione 1 del multivibratore riceve quindi un impulso positivo che ne diminuisce il tempo di interdizione e ne fa aumentare la frequenza propria al valore di quella di sincronismo.

Col circuito di fig. 11 è possibile ottenere una capacità di regolazione doppia rispetto al circuito di fig. 9, con oscillatore sinoidale, intendendosi con tale espressione il rapporto della variazione di frequenza dell'oscillatore locale correggibile per effetto del C.A.F.F. alla frequenza centrale di riga. E' inoltre conseguibile col circuito di fig. 1 rispetto al circuito di fig. 9, un rapporto alcune volte maggiore tra la capacità di regolazione (variazione relativa di frequenza) e la variazione relativa di fase, sempre minore di un periodo, considerata quale effetto relativa di fase, sempre minore di un periodo, considerata quale effetto del C.A.F.F. Tuttavia la presenza dell'amplificatore c.c. e l'incostanza del multivibratore riducono la stabilità del complesso di fig. 11 al disotto di quella del circuito di fig. 9.

La durata più conveniente per il tratto saliente di ritorno

del dente di sega è di un decimo del periodo di riga ed è conseguibile dimensionando opportunamente la resistenza e la capacità del circuito integratore che modella gli impulsi provenienti dallo stadio finale orizzontale e collegato con la presa centrale del secondario del trasformatore di accoppiamento al discriminatore.

Il circuito è inseribile ai disturbi rapidi grazie all'integrazione e filtraggio della tensione discriminata operati dal cir-

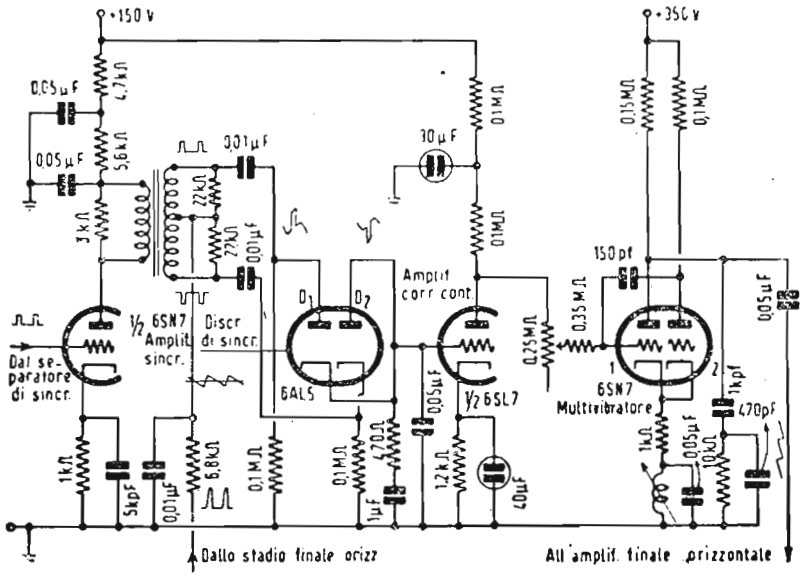


Fig. 11. — Schema per la sincronizzazione di riga a regolazione automatica di frequenza con segnale di confronto a dente di sega.

N.B. — La griglia 2 del doppio triodo 6SN7 deve essere collegata a massa.

cuito $R = 470$ ohm in serie alla capacità $C = 1$ μF, nonchè dalla capacità 0,05 μF derivata fra l'uscita del discriminatore e la griglia dell'amplificatore c.c. La frequenza propria del multivibratore è determinata dalla resistenza complessiva in serie alla griglia della sezione 1 del multivibratore 6SN7 (potenziometro 0,25 Mohm + 0,35 Mohm) e dalla capacità derivata tra detta griglia e la placca della sezione 2 dello stesso tubo, nonchè dalle varie tensioni continue e d'impulso applicate a questo stadio.

1) Il circuito di fig. 13 funziona sempre sul principio del C.A.F.F. e differisce dal circuito di fig. 11 per la sostituzione del trasformatore di accoppiamento al discriminatore con uno stadio invertitore a valvola, per l'eliminazione dell'amplificatore c.c. e per la presenza di un oscillatore bloccato orizzon-

tale al posto del multivibratore. Il segnale di sincronismo orizzontale viene applicato con la polarità positiva alla griglia dello stadio invertitore di polarità, costituito da una sezione di un doppio triodo 6SN7, funzionante come d'uso nei circuiti invertitori di fase per il pilotaggio di uno stadio di controfase negli amplificatori di bassa frequenza; infatti le tensioni che si raccolgono sulla placca e sul catodo agli estremi delle ri-

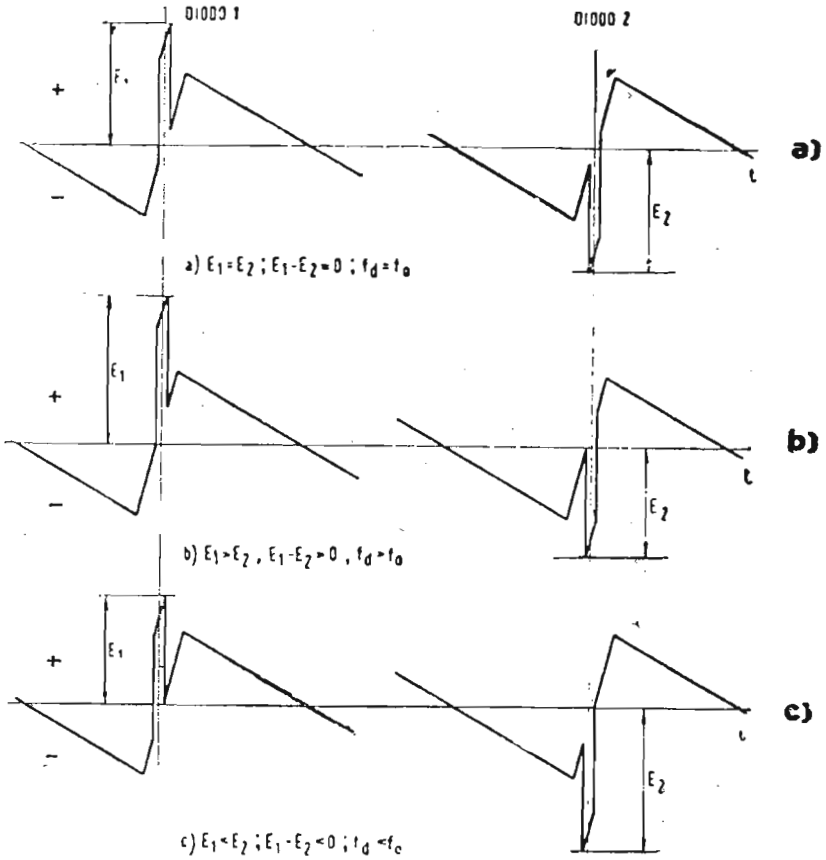


Fig. 12. — Tensioni risultanti ai diodi D_1 e D_2 di fig. 11.
a) La frequenza f_a del dente di sega eguaglia la frequenza f_o di sincronismo orizzontale.
b) L'oscillatore locale anticipa: $f_a > f_o$; $E_1 - E_2 > 0$.
c) L'oscillatore locale ritarda: $f_a < f_o$; $E_1 - E_2 < 0$.

spettive resistenze di carico, presentano uguale ampiezza e polarità opposta, precisamente negativa per gli impulsi anodici e positiva per gli impulsi catodici. I primi agiscono sul catodo del diodo *D*1, i secondi sull'anodo del diodo *D*2 della 6AL5 disimpegnante la funzione di discriminatore del sincronismo.

Il segnale di confronto viene ricavato da altissimi guizzi negativi presenti all'uscita dello stadio finale orizzontale ed aventi la frequenza generata dal rispettivo oscillatore bloccato

(una sezione di un doppio triodo 6SN7). Tali quizzi di polarità negativa attraversando il circuito differenziante costituito dal condensatore di 5000 pF e dai resistori da 0,1 Mohm in serie tra loro e derivati tra il catodo di *D*1 e l'anodo di *D*2, attraverso pure il circuito integrante costituito dal condensatore di 100 pF e dal resistore 0,68 Mohm, assumono la forma di dente di sega normale cioè col fronte ripido di ritorno di-

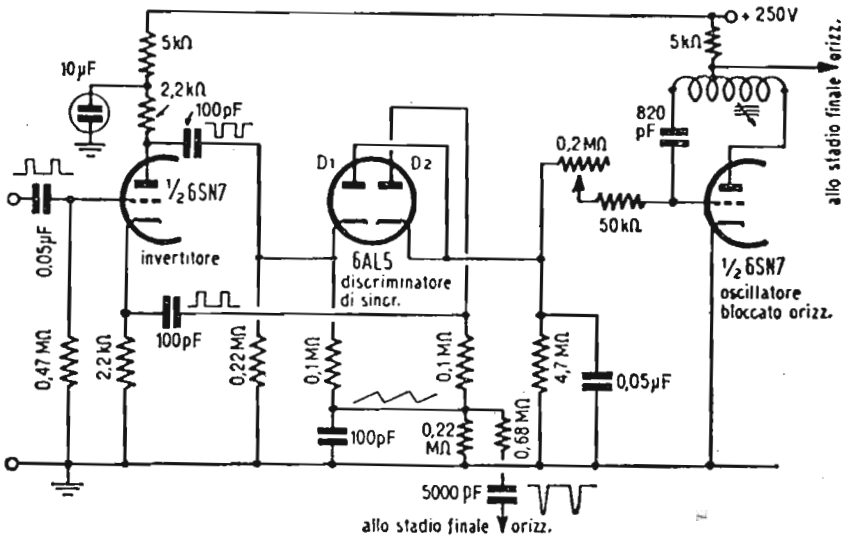


Fig. 13. — Schema per la sincronizzazione orizzontale a controllo automatico di frequenza, con invertitore di fase a valvola ed oscillatore bloccato a dente di sega orizzontale.

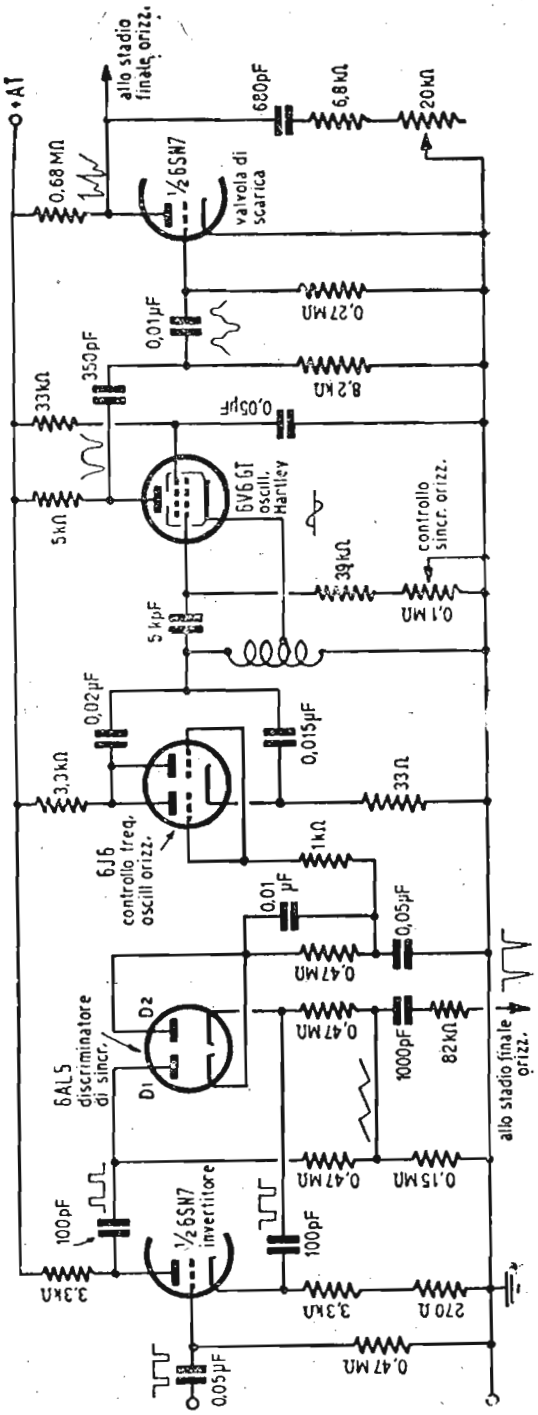
scendente. E' la frequenza di questo dente di sega che viene confrontata con la frequenza degli impulsi di riga. Dalla composizione dei due segnali sorge al punto comune a *D*1 e *D*2 (placca di *D*1 e catodo di *D*2) una componente continua, analogamente a quanto messo in evidenza al punto precedente 1) per lo schema di fig. 11, con la differenza che ora ad un aumento della frequenza del generatore locale orizzontale corrisponde una componente continua negativa mentre ad una diminuzione della frequenza del generatore locale corrisponde una componente continua positiva; avviene cioè tutto l'opposto di quanto si verifica con lo schema di fig. 11. L'inversione di polarità è resa necessaria dalla mancanza dello stadio amplificatore c.c. che provvede in fig. 11 a rovesciare la polarità del segnale discriminato; essa si ottiene assumendo per il dente di sega e per gli impulsi di sincronismo le polarità sopra ricordate. La tensione continua discriminata perviene direttamente alla griglia del generatore locale che è poi

l'oscillatore bloccato di riga, la cui frequenza può essere variata regolando la parte variabile del resistore in serie alla griglia a seconda della costante di tempo richiesta in funzione della frequenza orizzontale e quindi del numero di righe dello standard da ricevere. Questo schema è più economico rispetto a quello di fig. 11, perchè risparmia uno stadio, ma presenta una sensibilità di regolazione leggermente minore di quella di quest'ultimo.

III) In fig. 14 è rappresentato uno schema americano che alla grande stabilità conseguibile con un oscillatore classico accordato accoppia la elevata sensibilità di regolazione presentata dal segnale di confronto a dente di sega.

Alla griglia dello stadio invertitore (una sezione di un doppio triodo 6SN7) vengono applicati gli impulsi di riga di polarità negativa; sulla placca si raccolgono impulsi orizzontali di polarità positiva, sul catodo impulsi isofrequenziali e di uguale ampiezza ma di polarità negativa; i primi vengono addotti alla plassa del diodo *D1*, i secondi al catodo del diodo *D2* dello stadio discriminatore (un doppio diodo 6AL5).

Il segnale di confronto è ricavato, come per il caso di fig. 12 da forti impulsi negativi presenti all'uscita dello stadio



Fif. 14. — Schema per la sincronizzazione orizzontale a controllo automatico di frequenza, con invertitore di fase a tubo elettronico, tubo a reattanza e oscillatore sinoidale Hartley.

finale orizzontale, i quali dopo differenziazione e integrazione vengono ridotti a denti di sega normali ed iniettati attraverso un ponte a resistenze derivate tra la placca di *D*1 e il catodo di *D*2; la tensione discriminata (componente continua) dal punto comune ai due diodi in uscita si somma alla polarizzazione catodica del tubo a reattanza, un doppio triodo 6J6 con le due sezioni in parallelo, la quale inietta più o meno induttanza equivalente in parallelo al circuito accordato dell'oscillatore locale di tipo classico sinoidale Hartley, a seconda della polarità della tensione componente di errore discriminata, a sua volta dipendente dal senso di slittamento della frequenza propria dello Hartley. Precisamente: se la frequenza dell'oscillatore sinoidale coincide esattamente con quella di sincronismo orizzontale, la tensione di cresta ai due diodi è identica in ampiezza e di polarità opposta, per cui la loro somma algebrica è nulla, nessuna tensione discriminata viene applicata al tubo a reattanza, che risulta polarizzato automaticamente per resistenza catodica, la sua induttanza equivalente è costante e unitamente all'induttanza e capacità propria di accordo della Hartley determina la frequenza di riga; se l'oscillatore sinoidale ritarda, lo spostamento di fase tra dente di sega e impulsi di sincronismo, con le polarità qui assunte, produce una tensione di cresta maggiore al diodo *D*1 di quella risultante al dioda *D*2, la loro somma algebrica è positiva e tale è la tensione di errore discriminata, questa, agendo sulla griglia del tubo a reattanza 6J6 (di notevole pendenza) ne aumenta la mutua conduttanza, cui segue una diminuzione di induttanza equivalente di correzione in parallelo al circuito accordato, ottenendosi quindi un aumento di frequenza dell'oscillatore sinoidale, che viene così ricondotto alla frequenza esatta di riga. E' facile constatare che in caso di aumento della frequenza del generatore sinoidale il tubo a reattanza per effetto del C.A.F.F. aumenta l'induttanza equivalente e fa diminuire la frequenza dello Hartley.

Al generatore così stabilizzato segue in fig. 14 il tubo di scarica, che viene comandato di griglia con una tensione proveniente dall'onda sinoidale e che attraverso al circuito differenziante $C = 350$ pF e $R = 8{,}2$ kohm assume una forma forma fortemente distorta. Il tubo di scarica (una sezione di un doppio triodo 6SN7) in assenza di impulsi sincronizzanti è polarizzato all'interdizione per effetto della carica del condensatore 0,01 μF in serie alla sua griglia. Con l'intervento dell'im-

pulso sincronizzante il tubo di scarica si sblocca e dà luogo sulla placca ad una tensione alquanto deformata che tuttavia funziona come un dente di sega per gli stadii successivi di amplificazione del sincronismo orizzontale.

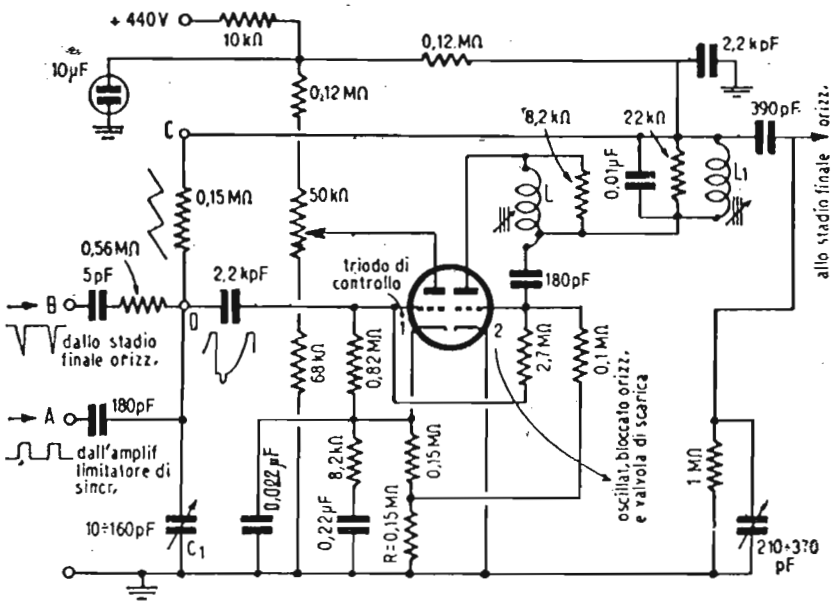


Fig. 15. — Circuito RCA per la sincronizzazione orizzontale con C.A.F.F. a durata d'impulso.

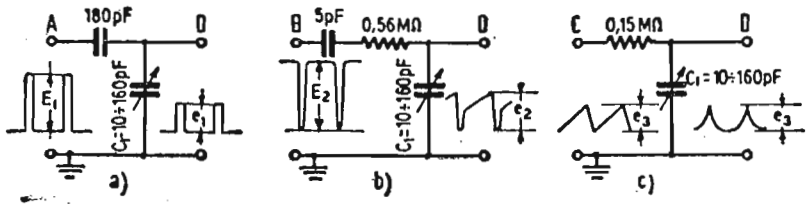


Fig. 16. — Segnali all'ingresso del circuito di fig. 15.

IV) Tutti i sistemi fin qui descritti e basati sul principio del C.A.F.F. hanno in comune lo svantaggio di essere antieconomici, perchè richiedono vari stadii e circuiti piuttosto complessi. La RCA ha recentemente studiato il circuito riprodotto in fig. 15 al quale ha arriso subito un notevole successo e che si prevede verrà adottato su vastissima scala dai costruttori. La ragione principale della sua rapida diffusione consiste nella sua semplicità e nel suo basso costo; esso impiega un solo tubo (doppio triodo 6SN7) per disimpegnare le funzioni di re-

golatore automatico di frequenza, di oscillatore bloccato, di tubo di scarica e di generatore del segnale di confronto.

La fortuna del circuito in parola è assicurata inoltre dagli altri vantaggi ch'esso presenta e cioè: sensibilità di regolazione come nei sistemi con segnale di confronto a denti di sega; capacità di regolazione come nei sistemi con segnale di confronto sinoidale; frequenza generata praticamente indipendente dalla presenza dei segnali larghi di sincronismo verticale e dei segnali stretti di egualizzazione, segnali che possono quindi pervenire alla griglia del triodo 1 della 6SN7; indipendenza dai disturbi prossima a quella dei sistemi ad onda sinoidale.

Il principio dello schema di fig. 15 è nuovo, in quanto per effetto del C.A.F.F. lo slittamento di frequenza dell'oscillatore bloccato orizzontale (triodo 2 della 6SN7) provoca una variazione di durata dell'impulso correttore applicato alla griglia del triodo 1 (modulazione di larghezza); a questa durata variabile corrisponde una tensione di errore pure variabile in ampiezza come una funzione del senso e dell'intensità dello slittamento, che l'ha provovcata dal generatore il quale viene ricondotto in sincronismo.

Alla griglia (punto *D* ai capi del condnsatore variabile *C*1 da 10 ÷ 160 pF) del triodo 1 di controllo, che in assenza di segnale è polarizzato tramite il resistore di 2,7 Mohm con una tensione prelevata del negativo medio di griglia dell'oscillatore bloccato, pervengono tre segnali, precisamente:

a) Il sincro (di cui si considerano solo gli impulsi di riga, essendo il circuito insensibile agli impulsi verticali ed egualizzatori) ridotto in ampiezza dal partitore capacitivo e ricavato dal sincro di ampiezza *E*1 applicato nel punto *A* (v. fig. 16a). L'ampiezza della tensione *e*1 in *D* è di poco inferiore ai 10 volt.

b) Il segnale *e*2 visibile in fig. 16b) ai capi di *C*1, ricavato da altissimi impulsi negativi (*E*2 è dell'ordine di 1000 volt) prelevati dal trasformatore di uscita dello stadio finale orizzontale, a frequenza dell'oscillatore bloccato e applicati in *B*, per parziale differenziazione e integrazione operate dal circuito 5 pF, 0,56 Mohm e *C*1. L'ampiezza della tensione *e*2 in *D* è di poco superiore ai 10 volt.

c) Il segnale a punta *e*3 visibile in fig. 16c), è costituito da una catena di archi parabolici, a frequenza dell'oscillatore bloccato orizzontale, ricavato dalla tensione a dente di sega di riga (di ampiezza *E*3 di circa 100 volt) ai capi del condensatore di

scarica 2200 pF e applicato nel punto C, per integrazione e attenuazione operate dal circuito integratore e partitore costituito dal resistore 0,15 Mohm e dal condensatore $C1$. L'ampiezza della tensione $e3$ in D è di circa 10 volt.

Le tensioni $e2$ ed $e3$, essendo entrambe provenienti dalla tensione generata dall'oscillatore bloccato orizzontale, sono isofrequenziali con esso e sinfasiche tra loro, ciò significa che non

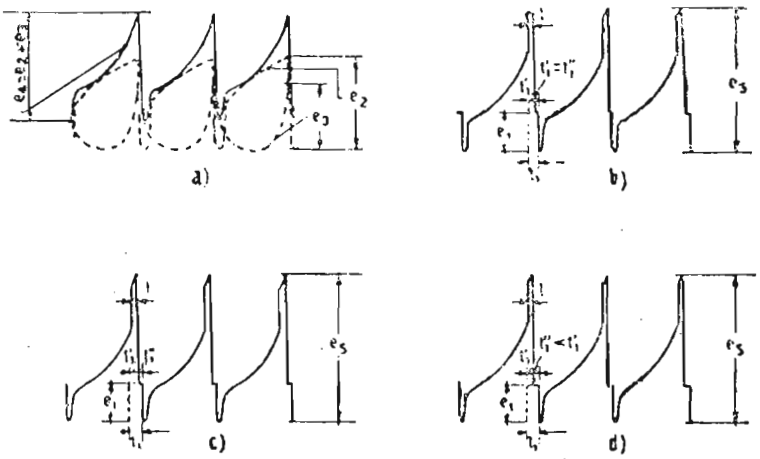


Fig. 17. — Tensioni risultanti al punto D di fig. 15.
a) Segnale di confronto: $e_4 = e_2 + e_3$.
b) L'oscillatore locale è isofrequenziale col segnale sincronizzante: $e_5 = e_1 + e_4$; $t_1' = t_2'' = t_1/2$.
c) L'oscillatore locale ritarda: $f_d < f_o$; $e_5 = e_1 + e_4$; $t_1' > t_1''$.
d) L'oscillatore locale anticipa: $f_d > f_o$; $e_5 = e_1 + e_4$; $t_1' < t_1''$.

può mai verificarsi uno sfasamento fra $e2$ ed $e3$, che pertanto si sommano in un'unica risultante di ampiezza e forma costante, indipendentemente dalla deriva dell'oscillatore bloccato. La tensione $e4 = e2 + e3$ rappresentata in fig. 17a) presenta dei guizzi negativi collegati da un tratto parabolico; $e4$ costituisce il segnale di confronto a frequenza fd del dente di sega e che viene paragonato con quello di sincronismo di riga $e1$ e a frequenza fo.

Si verificano al solito i tre casi tipici a seconda che il generatore locale è isofrequenziale col segnale di sincronismo riga, ovvero ritarda, o infine anticipa.

Nel 1ª caso (fd $=$ fo) l'impulso rettangolare sincronizzante $e1$ si somma alla forma d'onda $e4$, ottenendosi un'unica risultante $e5$ rappresentata in fig. 17b), dalla quale si vede che detto impulso agisce peer metà della sua durata ($t1' = t1/2$) all'estremità superiore del tratto parabolico di $e4$, mentre per l'altra metà ($t1'' = t1/2$ diminuisce la durata dell'impulso negativo.

La parte attiva per la sincronizzazione è quella superiore positiva della tensione *e*5, cioè quella determinata dalla prima metà del rettangolo orizzontale; la parte inferiore di *e*5 non ha alcun interesse in quanto rimane senza azione sul tubo di controllo, perchè non fa che aumentare il negativo di griglia oltre il valore di interdizione, condizione normale per detto tubo in assenza di segnale sincronizzante. Il sopraggiungere del picco positivo di *e*5 alla griglia del triodo 1, permette lo scorrere di corrente anodica per il tempo corrispondente alla durata di detto picco positivo; sorge così ai capi del resistore di catodo $R = 0{,}15$ Mohm una componente continua positiva dovuta agli impulsi di corrente integrati dai condensatori 0,022 μF derivato tra catodo e massa e 0,22 μF, che in serie con 8,2 kohm, è pure derivato fra gli stessi punti. Detta tensione continua costituisce il segnale sincronizzante per l'oscillatore bloccato orizzontale (triodo 2), alla cui griglia infatti perviene attraverso alla resistenza di 0,1 Mohm.

Nel 2° caso (v. fig. 17 c) quando il generatore a denti di sega ritarda ($fd \leqslant fo$), il rettangolo sincronizzante *e*1 risulta spostato a sinistra rispetto al picco della tensione *e*4, che, appunto in conseguenza della diminuita sua frequenza, interviene col suo picco positivo un poco più tardi rispetto al caso di figura 17 b). Ne consegue che per la maggior parte $t1'$ della sua durata l'impulso di sincronismo agisce sulla parte superiore di *e*4, mentre si somma alla parte inferiore di *e*4 solo per una minima parte della sua durata ($t1'' \leqslant t1'$). E' chiaro che la divisione della durata di *e*1 fra le somme positive e negative di *e*4 è funzione dello sfasamento fra *e*4 ed *e*1, sfasamento che dipende dalla deriva di frequenza dell'oscillatore a dente di sega. La tensione *e*5 presenta in questo secondo caso un impulso positivo di durata maggiore che nel caso precedente per effetto della modulazione di larghezza operata dal C.A.F.F. per cui la corrente anodica del triodo 1 scorre per un tempo maggiore, la componente continua positiva localizzata ai capi di $R = 0{,}15$ Mohm aumenta di ampiezza e costituisce la tensione di errore che provoca la correzione dell'oscillatore bloccato aumentandone la frequenza fino al valore esatto di sincronismo riga.

Nel 3° caso l'oscillatore bloccato anticipa, cioè aumenta la sua frequenza ($fd \geqslant fo$), la tensione *e*1 di sincronismo risulta spostata a destra rispetto al picco di *e*4, quindi si somma ad esso per una piccola parte $t1'$ della sua durata nella parte superiore positiva, mentre si somma alla parte inferiore per la

maggior parte della sua durata ($t1'' \geqslant t1'$). La tensione risultante $e5$ al punto D cioè alla griglia del tubo di controllo, in questo 3° caso è rappresentata in fig. 17 d). In simili condizioni la larghezza del picco positivo di $e5$ per effetto della modulazione di larghezza è piccola e inferiore rispetto ai due casi precedenti; quindi il tempo di conduzione del triodo 1 è anche piccolo, la tensione di errore ai capi di $R = 0{,}15$ Mohm nel suo circuito catodico è minore, e con esso l'impulso sincronizzante che perviene alla griglia del triodo 2, il quale riduce la sua frequenza fino al valore esatto di sincronismo.

In tutti i casi prospettati la massima variazione di fase correggibile (e quindi di frequenza) è limitata alla durata $t1$ dell'impulso sincronizzante orizzontale, 9% del periodo di riga nello standard italiano, questo valore si riduce in pratica al 7%, perchè almeno il rimanente 2% deve interessare il minimo negativo di $e4$ nel caso di ritardo del generatore a dente di sega, mentre deve interessare il massimo positivo di $e4$ nel caso di anticipo dello stesso generatore. La tensione di errore risulta direttamente proporzionale al valore del resistore R catodico, all'ampiezza del segnale di sincronismo $e1$, alla sua durata in percento del periodo di riga e alla mutua conduttanza del triodo 1.

Se al punto A del circuito di fig. 15 perviene il segnale sincro completo, anzichè solo gli impulsi di riga, la larghezza del picco positivo della tensione $e5$ risultante applicata in D alla griglia del triodo 1, non subisce alterazione, perchè la modulazione di larghezza è governata solo dalla prima parte (pochi per cento del periodo di riga) dell'impulso sincronizzante, mentre la seconda parte affetta, come si è detto, la porzione inferiore di $e4$ ed $e5$, porzione che rimane senza effetto per la correzione di frequenza, quindi l'impulso può anche insistere a lungo in questa regione, come nel caso di un impulso largo verticale, senza che il funzionamento venga turbato. Molto opportuna da questo punto di vista è la notevole pendenza della tensione parabolica $e3$, in virtù della quale vengono facilmente eliminati i segnali a sinistra e a destra del picco positivo. Si faccia attenzione al fatto che essendo gli impulsi larghi verticali di frequenza doppia di quella di riga, il secondo impulso largo nello standard può arrivare ad interessare un picco di $e4$ per un brevissimo intervallo di tempo e quindi a sbloccare il triodo 1 in cui scorrerebbe un piccolo impulso di corrente, che a sua volta genererebbe un breve impulso correttore;

per eliminare questo eventuale funzionamento anormale, si opera una modesta differenziazione, che conserva la massima parte utile del rettangolo sincronizzante. E' evidente che allo stesso modo degli impulsi frazionati verticali possono in tal modo venir eliminati anche i guizzi dovuti a disturbi.

Analogamente nel caso degli impulsi egualizzatori si riscontra che questi non alterano la tensione di errore, ricordando anche, come si è già avuto occasione di mettere in evidenza nelle pagine precedenti, che gli impulsi egualizzatori cadendo a metà del periodo di riga rimangono praticamente senza effetto sull'oscillatore bloccato, perchè quest'ultimo richiede, per essere comandato al centro del suo ciclo, un impulso sincronizzante di ampiezza molto maggiore che per essere comandato ad un estremo del suo ciclo.

Per un corretto funzionamento del complesso è necessario far seguire al separatore di sincronismo dal video, un amplificatore limitatore, allo scopo di garantire la assoluta costanza di ampiezza del segnale di sincronismo; infatti se ciò non si verificasse, la composizione di detto segnale con quello di confronto produrrebbe guizzi positivi di $e5$ diversi nel tempo indipendentemente dalla loro fase relativa, cui conseguirebbe una correzione erronea dell'oscillatore bloccato.

Nel circuito catodico della 1ª sezione della 6SN7 il circuito a resistenza e capacità in serie (0,22 μF in serie con 8,2 kohm) costituisce una specie di volano, nel senso che attenua le brusche variazioni della tensione di errore verificantisi per azione di disturbi violenti o ad altre rapide variazioni di segnali d'ingresso; la capacità 0,022 μF derivata sul catodo del triodo 1 ha lo scopo di rispondere prontamente alle variazioni di fase, d'altra parte tale capacità unitamente alla resistenza propria del triodo deve costituire un circuito la cui costante di tempo si aggiri sugli 8 μsec per soddisfare anche alla condizione imprescindibile che la tensione di errore risulti proporzionale alla variazione di fase che l'ha generata.

Allo scopo di aumentare la stabilità dell'oscillatore bloccato, si è disposto nel suo circuito anodico un circuito a risonanza di tensione costituito dall'induttanza regolabile $L1$, dalla capacità 0,01 μF e dal resistore 22 kohm, risonante ad una frequenza lievemente superiore a quella di sincronismo orizzontale; in tale circuito accordato ha sede un'onda sinoidale che, per somma con la tensione esponenziale presente sulla griglia, produce una forma d'onda totale particolarmente ripida nella

regione esponenziale interessante la scarica. E' evidente che il circuito stabilizzatore ora ricordato non è essenziale e può quindi essere eliminato; allora la regolazione fine della frequenza affidata al nucleo della induttanza $L3$ viene a mancare e può essere altrimenti conseguita disponendo un condensatore regolabile di piccola capacità in parallelo al resistore catodico R = 0,15 Mohm.

Se alla formazione della tensione risultante $e5$ applicata alla griglia del triodo 1, presiedono solo i segnali $e1$ ed $e3$, cioè se si elimina la componente $e2$ (fig. 16 b), il circuito di fig. 15 risulta semplificato e può continuare a funzionare in modo soddisfacente, ma il controllo della frequenza è meno efficiente, perchè il segnale di confronto, ridotto alla sola tensione $e3$ (figura 6 c), presenta il tratto discendente in prossimità del vertice assai meno ripido di quello della tensione composta $e4 = e2 + e3$.

ERRATA CORRIGE

A qualche copia della dispensa n. 6 a pag. 8, in testa vi sono tre righe errate; vanno lette come segue:

graduale parziale oscuramento dell'immagine dalla cima al fondo, poichè l'effetto causato anche da un singolo elemento di riga può sussistere ancora anche per parecchie righe successive. (Tabella A).

Autorizzazione del Tribunale di Milano 16 - 1 - 61 - N. 5502 del Registro
Direttore responsabile ALFONSO GIOVENE - Proprietà della Editrice Il Rostro
Distribuzione in abbonamento postale - Gruppo II
Distribuzione STE - Milano

CORSO
TEORICO - PRATICO DI
TELEVISIONE

DISPENSA

N. 14

SOMMARIO

LEZIONE XXIII

Continuazione dell'esame dei circuiti C.A.F.F. realizzati nella pratica costruttiva dei ricevitori televisivi.

LEZIONE XXIV

Esame di varie realizzazioni pratiche di circuiti di sincronizzazione adottati in noti televisori del commercio.

TUTTI I DIRITTI RISERVATI ALLA
EDITRICE IL ROSTRO - MILANO

TIPOGRAFIA EDIZIONI TECNICHE - MILANO - VIA BALDO DEGLI UBALDI, 6

LEZIONE XXIII

Continuiamo in questa lezione l'esame dei circuiti C.A.F.F. realizzati nella pratica costruttiva di ricevitori televisivi.

Questa rassegna di circuiti sarà poi utilissima nel lavoro del teleriparatore.

V) In fig. 18 è rappresentato un altro circuito basato sul C.A.F.F. e, analogamente a quello di fig. 15, facente uso di una sola valvola (un doppio triodo 12SN7); esso è di realizzazione molto semplice poichè il segnale di confronto è costituito da impulsi rettangolari ricavati dal dente di sega applicato alle placche di deviazione orizzontale del tubo catodico, che deve essere del tipo elettrostatico.

Il segnale di sincronismo è ridotto a forma sinoidale partendo dagli impulsi rettangolari ricevuti. Questa trasformazione è ottenuta applicando detti impulsi, resi di ampiezza costante da uno stadio amplificatore precedente non rappresentato in fig. 18, al primario accordato dalla frequenza di riga del trasformatore *T*1. La sezione 1 della 12SN7 è montata a diodo avendo la griglia connessa con la placca, alla quale perviene l'onda sinoidale presente al secondario di *T*1. Al catodo del diodo vengono addotti impulsi rettangolari negativi ottenuti, come si è detto, dal dente di sega orizzontale per integrazione operata dal circuito catodico della sezione 2 triodica della 12SN7. La composizione del segnale sinoidale a frequenza esatta col segnale di confronto dà luogo ad una risultante analoga a quella rappresentata in fig. 9 - Lezione XXII, per il diodo *D*1, con la differenza che la composizione interessa solo la semionda positiva, perchè in fig. 18 agisce un solo diodo quindi nel caso di coincidenza tra la frequenza dei due segnali confrontati il guizzo positivo di cresta risultante è situato esattamente a metà del tratto discendente della semionda sinoidale posi-

tiva; nel caso di anticipo dell'oscillatore locale il guizzo di cresta risultante è situato più a sinistra del centro in prossimità del massimo positivo della semionda sinoidale (analogamente a fig. 10 c); nel caso di ritardo dell'oscillatore locale il guizzo di cresta è situato più a destra del centro in prossimità dell'asse di riferimento (analogamente a fig. 10 b).

Si insiste nel far notare che per il circuito di fig. 18 un anticipo dell'oscillatore locale (tensione rettangolare) corrisponde ad un ritardo dell'oscillatore locale (tensione sinoidale) di figura 9 - Lezione XXII, quindi la risultante è analoga (non uguale) a quella di fig. 10 c); viceversa al caso di ritardo per l'oscil-

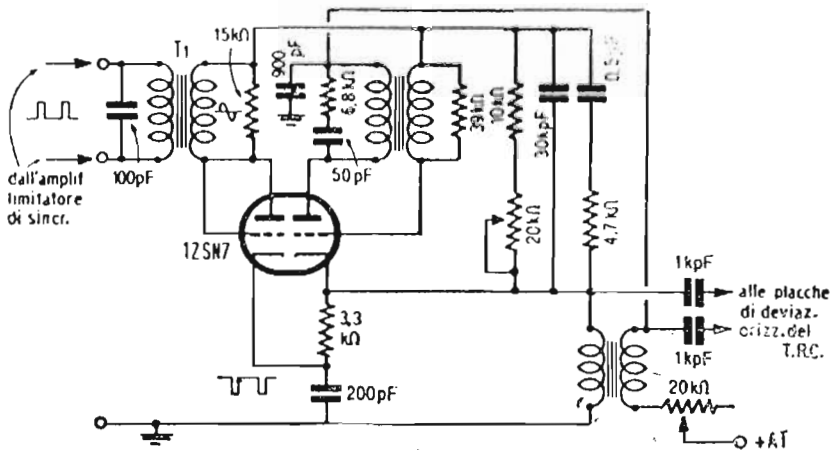


Fig. 18. — Circuito monovalvolare per la sincronizzazione orizzontale con C.A.F.F. e segnale di sincronismo sinoidale.

latore di fig. 18 corrisponde la condizione di anticipo dell'oscillatore di fig. 9 e quindi la risultante è del tipo di fig. 10 b); ciò è dovuto al fatto che le forme dei segnali di sincronismo e di confronto sono scambiate nelle fig. 9 e 18.

Nel circuito di fig. 18 ai capi del carico del diodo si sviluppa una tensione rettificata proporzionale al valore di cresta della tensione composta dianzi considerata; questa tensione continua controlla la polarizzazione negativa della sezione 2 oscillatrice della 12SN7, nel senso che ad un aumento della frequenza dell'oscillatore corrisponde una tensione di polarizzazione correttrice più negativa e quindi una diminuzione della frequenza generata; ovvero ad una diminuzione della frequenza dell'oscillatore corrisponde una tensione correttrice meno negativa e quindi un aumento della frequenza generale al valore esatto di sincronismo.

Il circuito in serie R = 4,7 kohm e C = 0,5 μF presenta

la costante di tempo di $4{,}7 \times 10^3 \times 0{,}5 \times 10^{-6} = 2{,}35$ msec e assicura il sincronismo dell'oscillatore bloccato per una cinquantina di righe.

La frequenza del generatore locale orizzontale è ritoccabile per mezzo del potenziometro 20 kohm, che in serie con 10 kohm, determina anche la tensione di controllo per il negativo di griglia dell'oscillatore.

I risultati ottenibili col circuito fig. 18 sono decisamente inferiori a quelli conseguiti coi circuiti C.A.F.F. precedenti.

VI) In fig. 19 è rappresentato uno schema interessante dovuto alla Philips e quindi impiegante valvole di tipo europeo. Mentre la parte relativa alla sincronizzazione verticale non presenta elementi nuovi, la parte relativa alla sincronizzazione orizzontale è provvista di uno stadio antiparassita e correttore di frequenza.

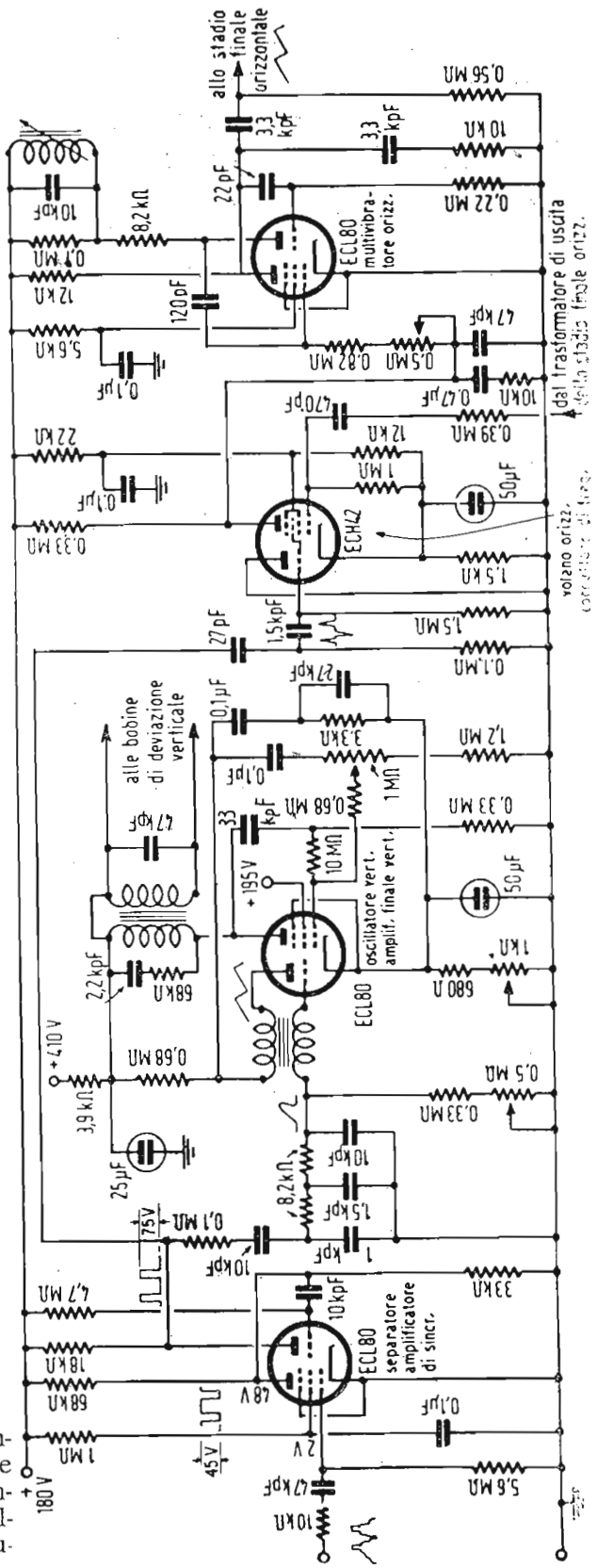


Fig. 19. — Circuito separatore, integratore per la sincronizzazione verticale, differenziatore per la sincronizzazione orizzontale con multivibratore e volano correttore automatico di frequenza.

Il segnale completo rivelato ed amplificato perviene alla griglia della sezione pentodo della prima ECL80 con polarità positiva per i picchi di sincronismo, attraverso 47 kpF in serie con 10 kohm fungenti da separatore per non caricare capacitivamente il carico anodico del precedente stadio amplificatore a video frequenza. Questa sezione pentodica ha funzione di separatore e di limitatore del sincro dal video, quindi la sua tensione di schermo è estremamente bassa (2 volt) per assicurare l'eliminazione del video e la sua tensione media di placca è di circa 48 volt, così che durante gli impulsi di corrente anodica dovuti agli impulsi di sincronismo ha luogo una caduta di tensione dovuta al carico di 68 kohm, per cui la tensione di placca si riduce e la valvola lavora in prossimità del ginocchio della sua caratteristica anodica assolvendo alla funzione di limitare e livellare gli impulsi di sincronismo, i quali presentano polarità negative e ampiezza di 45 volt alla placca del pentodo. La sezione triodo della medesima ECL80 provvede ad amplificare e a nuovamente limitare il sincro separato, che l'anodo di detto triodo presenta polarità positiva e ampiezza di 75 volt. Il doppio circuito, integratore che segue provvede ad estrarre i segnali verticali dal sincro, a integrarli e ad immetterli sulla griglia dell'oscillatore bloccato verticale costituito dalla sezione triodo della seconda ECL80 ed alimentato con 410 volt. Lo stadio finale verticale è rappresentato dalla sezione pentodo di quest'ultimo tubo; il dente di sega verticale alla sua griglia è prelevato dalla placca dell'oscillatore bloccato. Nel circuito anodico dello stadio di uscita è disposto il trasformatore di accoppiamento alle bobine di deviazione verticale del tubo catodico sul cui primario è derivato il circuito a resistenza e capacità in serie (R = 68 kohm; C = 2,2 kpF) allo scopo di smorzare gli altissimi impulsi positivi (di oltre 1000 volt) che ivi si manifestano durante il fronte ripido del dente di sega in corrispondenza del ritorno rapido, imputabili all'alta tensione anodica ed al forte numero di spire del primario. Durante tale intervallo di tempo la sezione pentodica amplificatrice della seconda ECL80 viene bloccata ad opera di un guizzo negativo, che si genera nella rete costituita dalla capacità 0,1 μF in serie con l'arco doppio R = 3,3 kohm e C = 27 kpF.

La forma dell'onda della corrente anodica presenta una componente parabolica ottenuta mediante la controreazione ivi praticata mediante il condensatore 33 kpF, il resistore 0,33 Mohm verso massa (che può essere anche sostituito da un potenziometro per la regolazione della linearità) e dal resistore 10 Mohm,

che inietta in griglia parte della tensione variabile presente sulla placca. Il potenziometro 1 kohm disposto nel circuito catodico serve per regolare la linearità del dente verticale all'inizio della scansione. Il potenziometro 0,5 Mohm nel circuito di griglia dell'oscillatore bloccato è il regolatore della frequenza verticale.

Dall'anodo del triodo della prima ECL80 il sincro di ampiezza 75 volt viene addotto, oltre che al circuito integratore già ricordato per la sincronizzazione di quadro, anche al doppio circuito differenziale indicato in fig. 19 e quindi alla griglia della sezione triodo della ECH42 (internamente connessa con la terza griglia della sezione esodo), la quale insieme coi com-

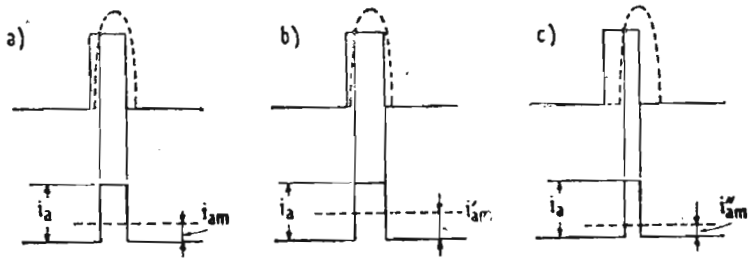


Fig. 20. — La corrente anodica dell'esodo della ECH42 di fig. 19 come funzione di f_m e di f_o.
a) il multivibratore è in passo: $f_m = f_o$
b) il multivibratore anticipa: $f_m > f_o$; $i'_{am} > i_{am}$
c) Il multivibratore ritarda: $f_m < f_o$; $i''_{am} < i_{am} < i'_{am}$

ponenti associati, costituisce il circuito volano per la sincronizzazione dell'oscillatore orizzontale, che qui è del tipo multivibratore, circuito che ha il grande pregio di essere insensibile ai disturbi parassiti e alle interferenze, che agiscono preferibilmente sulla deviazione orizzontale, alla condizione però che la frequenza del segnale di sincronismo sia assolutamente stabile, altrimenti il volano risulta dannoso, giungendo persino a distruggere la sincronizzazione di riga.

Gli impulsi di sincronismo provocano rettificazione di griglia nella sezione triodica; ne consegue che la terza griglia della sezione esodo assume in tali istanti il potenziale del catodo, mentre è leggermente negativa per il rimanente tempo del periodo di riga. Nell'esodo si ha quindi passaggio di corrente anodica solo per l'incidenza di un impulso di sincronismo. Una seconda possibilità di verificarsi della corrente anodica nell'esodo è offerta dal fatto che la sua prima griglia è alimentata dai forti

impulsi positivi di forma all'incirca sinoidale di grande ampiezza presenti sul primario del trasformatore d'uscita dello stadio finale orizzontale, in corrispondenza del fronte ripido del dente di sega. Tali impulsi con la loro zona in prossimità del massimo provocano rettificazione di griglia e sbloccano il tubo, che risulta interdetto durante il tempo fra i fronti ripidi dei denti di sega, se essi incidono contemporaneamente agli impulsi di sincronismo agenti sulla terza griglia e provenienti dal segnale sincro riga applicato al triodo. In altre parole la corrente può scorrere nella sezione esodo della ECH42 solo quando i segnali di sincronismo applicati alla 3ª griglia e gli impulsi positivi provenienti dallo stadio finale, e quindi alla frequenza del multivibratore orizzontale, applicati alla prima griglia, agiscono insieme. L'intervallo di tempo in cui si ha passaggio di corrente, e quindi il valore medio della corrente anodica, dipende dalla larghezza e dalla sovrapposizione nel tempo dei due tipi di segnali di sblocco.

Si ha dunque una corrente anodica, che provoca una caduta di tensione ai capi della resistenza di carico 0,33 Mohm, variabile con la posizione reciproca del segnale di sincronismo e di quello di confronto generato dal multivibratore. La caduta di tensione ha carattere pulsante e deve quindi essere smorzata per mezzo della capacità 47 kpF in derivazione al filtro $R = 10$ kohm e $C = 0{,}47$ μF, questo complesso essendo connesso tra placca dell'esodo e massa. La tensione che in tal modo si localizza ai capi della suddetta capacità 47 kpF viene applicata, tramite il potenziometro 0,5 Mohm e il resistore 0,82 Mohm, alla prima griglia della sezione pentodo della terza ECL80 costituente il multivibratore di riga, correggendone la frequenza propria. Per meglio comprendere il funzionamento del circuito C.A.F.F. di fig. 19, si consideri la fig. 20, che mette in evidenza la generazione della corrente anodica *i*a nell'esodo della ECH42 in funzione della posizione dei segnali confrontati. In fig. 20 a) è rappresentata la condizione di normalità, quando cioè la frequenza del multivibratore *f*m eguaglia esattamente quella di sincronismo *f*o; il segnale rettangolare inizia prima di quello a guizzo sinoidale, l'esodo è percorso da corrente anodica solo per il tempo di azione comune dei due segnali, donde il diagramma di *i*a segnato in basso. Il valor medio di tale corrente è *i*am, che provoca la tensione di sincronizzazione per il multivibratore. In fig. 10 b) si considera il caso di anticipo del multivibratore, ossia il caso di $fm > fo$; l'impulso sinoidale si sposta verso sinistra, l'azione comune dei due segnali dura un tem-

po maggiore che nel caso di fig. 20 a), il valor medio $i'am > iam$ della corrente anodica provoca una maggior caduta di tensione ai capi della resistenza di carico, la tensione alla placca dell'esodo si abbassa, alla griglia controllata del multivibratore perviene un segnale più piccolo ciò che ritarda il multivibratore, ossia ne fa diminuire la frequenza propria fino a riportarla esattamente a quella di riga. Infine la fig. 20 c) illustra il 3° caso possibile, quello in cui il multivibratore ritarda rispetto al sincronismo ($fm < fo$); l'impulso sinoidale interviene più tardi e quindi si presenta più a destra del rettangolo di sincronismo

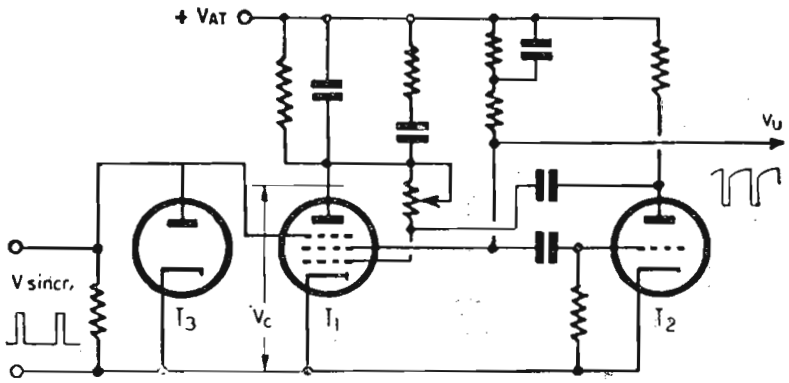


Fig. 21. — Circuito base tempi orizzontale con C.A.F.F., in cui il rivelatore di fase è il pentodo T_1, che col triodo T_2 funge pure da rilassatore.

che nel caso di fig. 20 a) il tempo di azione comune dei due segnali confrontati è minore, la corrente anodica ia presenta il valore medio $i''am < iam$; la caduta di tensione ai capi del carico anodico dell'esodo è minore, la tensione di placca aumenta, alla griglia controllata del multivibratore perviene un segnale maggiore, che ne aumenta la frequenza fino al valore esatto fo. Il circuito volano realizza un C.A.F.F. per il multivibratore mantenendolo costantemente in passo (freq. e fase) con gli impulsi di sincronismo riga. Il potenziometro 0,5 Mohm in serie alla prima griglia del pentodo della terza ECL80 serve a regolare la posizione iniziale degli inizii degli impulsi sincronizzanti e di quelli sinoidali.

L'insensibilità ai disturbi esterni è dovuta al partitore di tensione che polarizza lo schermo ed il catodo della ECH42, assicurando lo sblocco dell'esodo col mantenere all'incirca invariata la corrente anodica, ogni qualvolta per un disturbo, o per altra causa, il segnale di sincronismo subisca un'interruzione; è infatti essenziale che, anche in siffatta eventualità, il funzionamento del multivibratore non venga meno, diversamente si

avrebbe una perdita totale di sincronismo orizzontale con la completa distruzione dell'immagine.

VII) Uno schema di principio in cui un solo tubo assolve la doppia funzione di rivelatore di fase e di oscillatore di riga è indicato in fig. 21. Il catodo e le griglie prima e seconda del pentodo $T1$ funzionano come un generatore rilassato della base tempi, mentre la terza griglia, cui sono applicati gli impulsi sincronizzanti, è impiegata per controllare la corrente anodica.

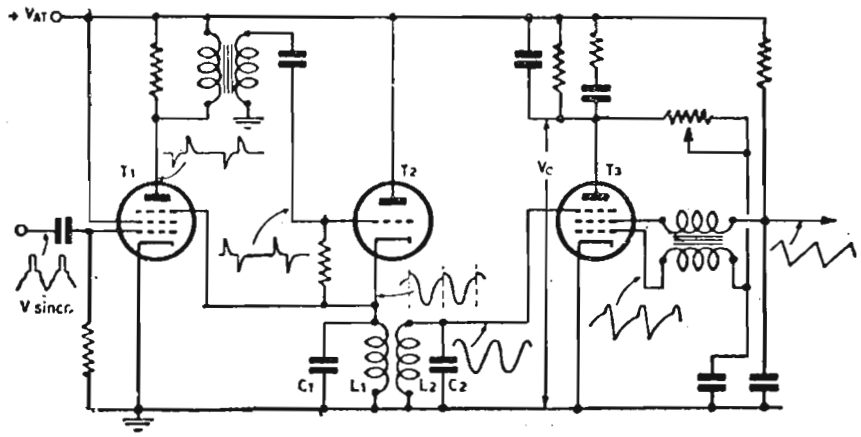


Fig. 22. — Circuito base tempi orizzontale con C.A.F.F. insensibile alla sospensione temporanea del segnale sincronizzante.

N.B. — La tensione di controllo Vc deve intendersi applicata fra il soppressore ed il catodo a massa del pentodo T_3, e non fra placca e massa come indicato in figura.

Il pentodo $T1$ insieme col triodo $T2$ costituisce un multivibratore per la base tempi di riga. La tensione Vc di controllo esistente sull'anodo $T1$ per opera del filtro livellatore è inviata alla prima griglia di $T1$. Il diodo $T3$ serve come rivelatore di cresta del segnale di sincronismo all'entrata, per polarizzare negativamente e automaticamente il soppressore di $T1$.

Si supponga che in un certo istante la prima griglia di $T1$ sia al potenziale del catodo. Se anche il soppressore fosse al potenziale del catodo, all'impulso di corrente nello schermo si sommerebbe un impulso di corrente di placca. Se si polarizza negativamente il soppressore, si possono attenuare gli impulsi della corrente anodica, financo ad annullarli. Polarizzando dunque fortemente negativa la terza griglia, si ha passaggio di corrente anodica solo quando gli impulsi positivi sincronizzanti rendono meno negativo il soppressore e coincidono completamente o parzialmente con l'impulso rilassatore alla prima griglia.

L'ampiezza e la durata degli impulsi di corrente anodica sono dunque una funzione ed una misura della differenza di fase fra segnale sincronizzante e onda rilassata.

Se nel circuito di placca di $T1$, si dispone un opportuno filtro livellatore, la tensione Vc fra anodo e catodo serve come tensione di controllo e viene applicata alla prima griglia di $T1$ stesso. Il modo con cui è ottenuta la polarizzazione del soppressore offre il vantaggio che la tensione di controllo diminuisce notevolmente nell'eventualità che il segnale sincronizzante venga meno. Gli impulsi rilassatori permettono allora il passaggio di corrente anodica, non impediti dal soppressore che non è più negativo; la frequenza del multivibratore diminuisce in accordo alla Vc; tosto che si ripresenta un impulso sincronizzante il soppressore riprende la sua forte polarizzazione negativa, aumenta la Vc e insieme con essa cresce anche la frequenza avvicinandosi alla frequenza di sincronismo fino a rendere inattivo il dispositivo di controllo. Se il negativo della terza griglia fosse costante, anzichè ottenuto automaticamente, la Vc assumerebbe il valore di $+V_{AT}$ della tensione di alimentazione durante i periodi in cui manca il segnale di sincronismo. Con un simile guizzo positivo la frequenza del multivibratore assumerebbe un valore così alto che uscirebbe dal campo di regolazione e il C.A.F.F. non sarebbe più in grado di ristabilire il sincronismo, quand'anche ricomparisse il segnale sincronizzante; si sarebbe perciò obbligati ad intervenire con una regolazione manuale della frequenza variando la resistenza di griglia del multivibratore. L'adozione del diodo $T3$ è quindi indispensabile.

Per ovviare a questo inconveniente è stato studiato lo schema di principio di fig. 22 in cui il segnale sincronizzante subisce una trasformazione tale da renderlo simmetrico rispetto all'asse zero e contiene un fianco ripido, come un ramo di sinussoide o un dente di sega. Questo segnale è applicato al soppressore del pentodo T_3 che funge ad un tempo da discriminatore e da oscillatore bloccato, che è regolato in modo che la sua corrente anodica non si annulla fintanto che la sua prima griglia ha lo stesso potenziale del catodo; cioè il segnale simmetrico è contenuto nella « base griglia » del soppressore.

In qualsiasi istante si presenti un impulso rilassatore alla prima griglia, esso dà sempre luogo ad un impulso di corrente anodica, la cui ampiezza dipende anche dal corrispondente valore del potenziale della terza griglia, ossia dalla differenza di

fase fra i due segnali. La regolazione è tale che in condizioni normali l'impulso rilassatore sulla prima griglia coincida col punto centrale del fianco ripido menzionato del segnale applicato al soppressore. Come si vede dalle forme d'onda schizzate in fig. 22 il segnale *Vc* di controllo è sinoidale ed è ottenuto per trasformazione degli impulsi sincronizzanti all'ingresso. Nel pentodo *T*1 la griglia agisce come un rivelatore di cresta e svolge quindi l'azione di separatore del sincro dal video. Il sincro dà luogo ad impulsi di corrente anodica che percorrono la rete

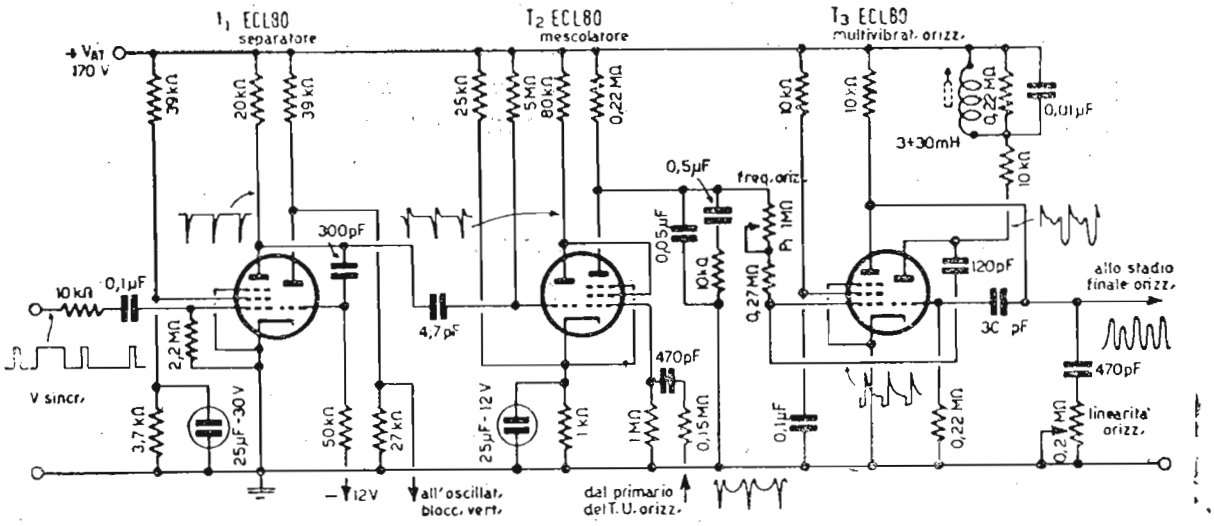


Fig. 23. — Circuito C.A.F.F. con oscillatore orizzontale a multivibratore.

differenziatrice costituita da un'induttanza in parallelo con una resistenza. Come effetto della differenziazione si ha l'isolamento dei soli impulsi di riga. Il trasformatore nel circuito di placca di *T*1 opera un'inversione di polarità di questo segnale, che così invertito perviene al circuito risonante *L*1 *C*1 disposto nel circuito di catodo di *T*2, la cui griglia è regolata per la rivelazione di cresta dei fronti anteriori differenziati positivi del segnale sincro riga. I circuiti accoppiati criticamente *L*1 *C*1 e *L*1 *C*2 sono accordati sulla frequenza di riga. In tal modo il segnale di forma prossima alla sinoidale esistente sul catodo di *T*2 subisce uno sfasamento di un quarto di periodo e viene applicato quasi sinoidale al soppressore di *T*3, che fornisce il dente di sega utile per la deviazione orizzontale.

La presenza nel sincro degli impulsi egualizzatori obbliga a riportare l'onda quasi sinoidale dal catodo di *T*2 alla griglia soppressore di *T*1, per modo che durante gli impulsi egualizzatori detto soppressore è reso negativo e non permette il pas-

saggio di impulsi di corrente anodica e il segnale alla griglia di $T2$ contiene solo impulsi a frequenza di riga.

In presenza di disturbi che affettino il dente di sega generato da $T3$ e il segnale sinoidale al suo soppressore, il valor medio della corrente anodica rimane pressochè invariato, perchè in media il numero degli impulsi rilassatori alla griglia controllo di $T3$ che coincidono coi massimi dell'onda sinoidale al soppressore, è uguale al numero degli impulsi rilassatori coincidenti coi minimi; perciò la frequenza del generatore non si scosterà in modo apprezzabile dal valore di sincronismo, che viene subito ripristinato esattamente al cessare del disturbo.

Da questo punto di vista il circuito di fig. 22 è superiore a quello di fig. 21, ma è più sensibile di questo alle interferenze dei disturbi. Infatti in fig. 21 l'interferenza può dar luogo a impulsi di corrente anodica solo in corrispondenza dei brevi intervalli di applicazione dell'impulso rilassatore alla griglia del discriminatore. Nel circuito di fig. 22 la riduzione dell'effetto di interferenza è essenzialmente affidato al circuito volano $L1$ $C1$, che può essere riguardato come un filtro che trasmette solo le frequenze prossime a quella di sincronismo. Se la banda passante di questo filtro potesse essere fatta estremamente stretta, si otterrebbero risultati altrettanto buoni di quelli conseguibili col circuito di fig. 21; ma la selettività del circuito $L1$ $C1$ non può essere molto acuta, necessitando di ottenere al secondario $L2$ $C2$ una forma d'onda prossima alla sinoidale, tenendo anche conto delle fluttuazioni di frequenza della rete di alimentazione.

VIII) In fig. 23 è rappresentato un altro circuito C.A.F.F. per la sincronizzazione di riga, il cui scopo è, come nei precedenti circuiti C.A.F.F., quello di evitare di iniettare direttamente l'impulso sincronizzante sull'oscillatore orizzontale, per modo che i disturbi, le interferenze, il soffio dell'apparecchio non possano sganciarlo intempestivamente.

Il tubo $T1$ (1ª ECL80) funziona da separatore del sincro dal video per autopolarizzazione e da separatore dei segnali di riga, che appaiono sull'anodo della sezione pentodo, dai segnali verticali, che appaiono sull'anodo della sezione triodo. Il generatore di riga è un multivibratore stabilizzato con un circuito accordato in placca della sezione triodo del tubo T_3 (3ª ECL80). La frequenza è regolata col potenziometro P_1 posto nel ramo della griglia pentodica. Il ritorno di questa griglia invece di essere collegato a massa, è collegato alla placca di $T2$ (2ª ECL80) dove il potenziale varia in funzione dello sfasamento tra il segnale di sincronismo ed il segnale prelevato da una presa effettuata

sul primario del trasformatore di uscita di riga. Il circuito volano stabilizzatore della frequenza propria del multivibratore, è costituito dall'induttanza variabile per spostamento del nucleo di ferroxcube da 3 a 30 mH, dal condensatore 0,01 μF e dalla resistenza 0,88 MΩ di smorzamento in derivazione. La frequenza su cui è sintonizzato non è quella di riga, ma è leggermente superiore al doppio di questa, il che porta ad una migliore stabilità.

La tensione di correzione proporzionale alla differenza di fase tra i segnali di sincro riga e quelli locali, è fornita dal tubo *T*2, alla cui griglia triodica pervengono gli impulsi negativi orizzontali prelevati dall'anodo pentodico di *T*1, mentre alla griglia della sezione pentodo di *T*2 sono applicati i forti impulsi provenienti dal trasformatore di uscita orizzontale. La placca del triodo e lo schermo del pentodo di *T*2 sono collegati assieme ed hanno in comune la resistenza di carico 80 kΩ.

*T*2 è polarizzato di catodo in modo da lavorare come rivelatore; la tensione di correzione per il multivibratore è raccolta sull'anodo pentodico di *T*2 attraverso il filtro livellatore a *R* e *C* a grande costante di tempo. La regolazione del circuito accordato stabilizzatore deve essere eseguita con l'aiuto di un oscillografo collegandosi alla placca triodica di *T*3 e regolando il nucleo dell'induttanza fino ad ottenere la forma d'onda ivi schizzata in fig. 23. Talvolta per ottenere il massimo rendimento diviene necessario regolare il condensatore 30 pF che presiede al taglio del multivibratore. Scollegando l'oscillografo può verificarsi una certa variazione di frequenza; per riportarla al giusto valore conviene agire ora solo sul potenziometro *P*1. Se dopo la regolazione le barre verticali prodotte sullo schermo del T.R.C. da una mira elettronica appaiono deformate assumendo un andamento sinuoso, si può riportarle alla forma rettilinea ritoccando la frequenza del circuito volano nel senso di renderla lievemente superiore al doppio della frequenza di riga. Se la deformazione dell'immagine è localizzata in alto, la causa va ricercata nel cattivo filtraggio dell'apparecchio.

Col circuito di fig. 23 si evita la perdita del sincronismo e quindi la distruzione dell'immagine, quando intervengono fenomeni di interferenza, o quando il campo incidente è molto debole, o quando si verifichi qualsiasi altra causa di perturbazione, ivi comprese le variazioni della rete di alimentazione entro ± 10% del valore della tensione nominale.

IX) La fig. 24 rappresenta uno schema di principio di C.A.F.F. in cui il discriminatore invece di essere realizzato con

due diodi è ottenuto con un solo triodo; si ha cioè un discriminatore dissimmetrico. Questo sistema risulta assai economico.

Alla griglia del triodo limitatore sono contemporaneamente applicati i segnali di sincronismo di polarità positiva e l'onda di confronto (sinoidale o a dente di sega). La forte polarizzazione catodica che si genera per effetto del passaggio di corrente nei brevi istanti di applicazione degli impulsi di sincronismo, mantiene il triodo in stato di interdizione, nei periodi fra tali

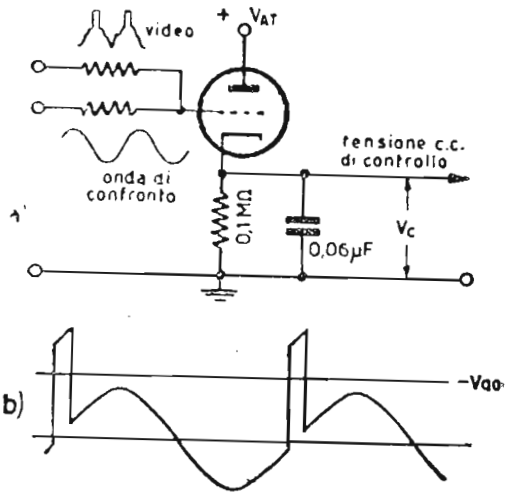


Fig. 24. — Discriminatore dissimmetrico: a) Schema di principio; b) Forma d'onda alla griglia nel sistema a variazione di altezza dell'impulso.

impulsi. L'intervento di questi porta il tubo in conduzione e sviluppa in corrispondenza una tensione continua di controllo V_c. Quando l'oscillatore tende ad anticipare, il segnale di confronto si sposta verso sinistra rispetto alla posizione di equilibrio segnata in fig. 24 b), originando una sopraelevazione dell'impulso, che provaca un aumento di corrente anodica ed una conseguente tensione catodica V_c di correzione più positiva. Un simile impulso di controllo deve essere applicato in placca dell'oscillatore bloccato per riportarlo al sincronismo. Il principio di funzionamento del sistema a variazione di altezza d'impulso richiede la costanza quasi assoluta dell'altezza dei picchi di sincronismo ricevuti ed applicati alla griglia, indipendentemente dall'intensità del segnale ricevuto. Infatti se i picchi non fossero costanti il discriminatore dissimmetrico genererebbe una tensione di correzione del tutto intempestiva, anche se l'oscillatore non avesse manifestato variazioni spontanee della frequenza propria, col risultato di disincronizzarlo. Perciò sono preferibili i sistemi a variazione di larghezza di impulso e quelli a discriminatore simmetrico bilanciato descritti precedentemente, che sono esenti da questo grave inconveniente,

LEZIONE XXIV

Proseguiamo ora l'esame di varie realizzazioni pratiche di circuiti di sincronizzazione adottati in noti televisori del commercio.

La fig. 25 rappresenta i circuiti di separazione e sincronizzazione adottati dalla Emerson nei suoi televisori.

Il segnale video rivelato presenta polarità negativa essendo il carico diodico disposto in placca. Esso viene quindi applicato coi picchi sincronizzanti rivolti verso il basso, alla griglia della prima sezione del tubo V_{10} (12 AU7) amplificatore di sincronismo. Gli impulsi positivi presenti sull'anodo sono trasmessi alla griglia della seconda sezione di V_{10} funzionante da primo separatore di sincronismo dal video, la cui placca è connessa a massa attraverso alla resistenza di carico di 22 kΩ. Si noti che da questo stadio in poi i catodi e le griglie sono riferite alla tensione di —165 Volt, il quale livello corrisponde alla linea di connessione di ritorno, invece della massa del telaio, per le correnti di placca dei vari tubi.

La separazione avviene al solito per autopolarizzazione di griglia. In corrispondenza degli impulsi di sincronismo l'anodo del secondo triodo di V_{10} assume un potenziale più negativo rispetto alla massa, ossia meno negativo rispetto al catodo; in definitiva l'impulso trasmesso alla griglia della prima sezione di V_{18} (12AU7) funzionante da secondo separatore (limitatore e livellatore di sincronismo), la rende meno negativa rispetto alla corrispondente placca mantenuta a —40 Volt, quindi positiva rispetto al suo catodo, ciò provoca un incremento di corrente anodica e quindi una diminuzione della tensione di placca. L'impulso negativo ivi raccolto e accoppiato alla griglia della seconda sezione di V_{18} funzionante da amplificatore finale di sincronismo e da invertitore di fase si ritrova, con polarità

positiva sulla placca e con polarità negativa sul catodo di questa seconda sezione di V_{18}. L'impulso positivo ricavato da una porzione del carico anodico viene addotto all'ingresso del circuito integratore costituito da tre cellule a RC; la forma d'onda integrata che appare ai capi di $C_{62} = 5$ mμF costituisce il segnale sincronizzante verticale che comanda l'oscillatore di qua-

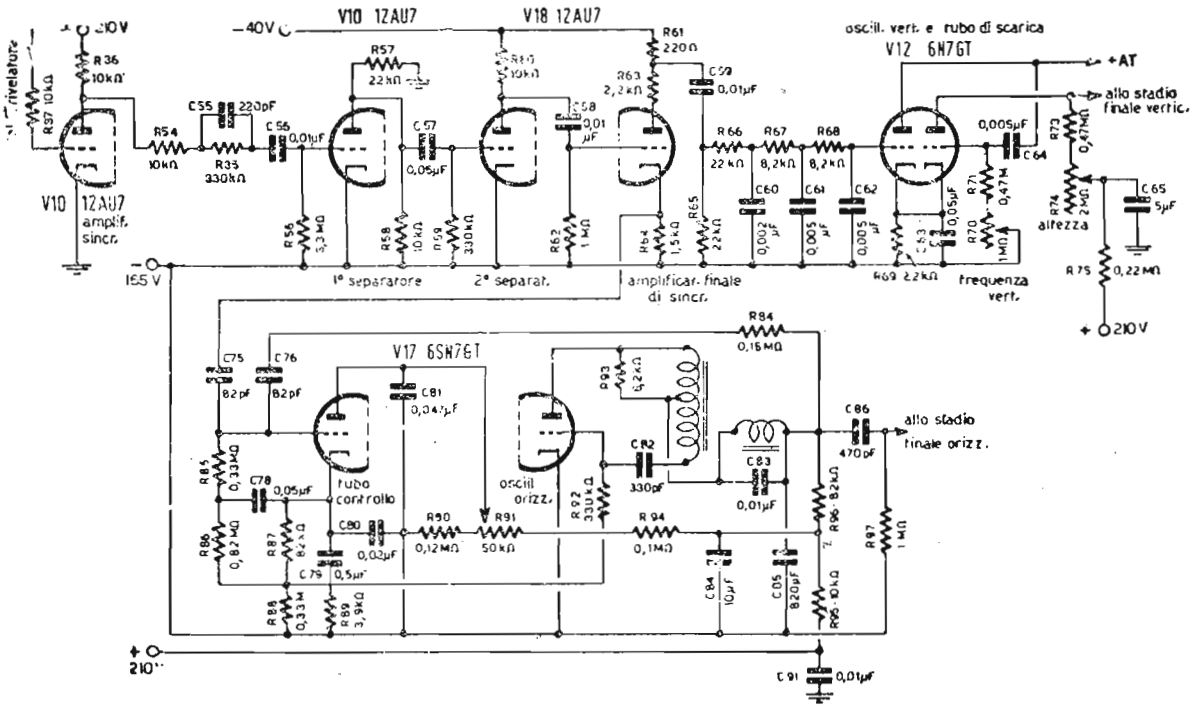


Fig. 25. — Circuiti di separazione e sincronizzazione dei Mod. 669B, 675B, 688B e 690B della Emerson.

dro costituito dal tubo V_{12} (6SN7 GT), montato a multivibratore dissimmetrico ad accoppiamento catodico, sincronizzato di griglia.

Il sincro separato dal video, livellato e limitato, viene pure prelevato dal catodo del secondo triodo di V_{18} e portato all'ingresso della prima sezione del tubo V_{17} (6SN7GT) costituente il tubo di controllo per il C.A.F.F. Alla griglia di questo stadio perviene anche il segnale parabolico ottenuto per trasformazione dei denti di sega orizzontali ricavati dall'uscita dell'oscillatore di riga (secondo triodo di V_{17}), per realizzare il C.A.F.F. secondo il sistema detto a durata di impulso o a modulazione di larghezza già esaminato in precedenza. Si noti che il C.A.F.F. adottato in fig. 25 è semplificato rispetto al sistema convenzionale in quanto non viene fatto uso del terzo segnale (impulsi

negativi ottenuti dai ritorni di riga dal trasformatore di uscita orizzontale) alla griglia del tubo di controllo; questo terzo segnale migliora l'azione di controllo perchè conferisce maggior pendenza al tratto discendente del segnale di confronto costituito dalla somma della componente parabolica coi guizzi negativi cui ora si è accennato. L'oscillatore orizzontale è un oscillatore bloccato stabilizzato con circuito anodico accordato ad una frequenza lievemente superiore a quella di sincronismo di riga. Poichè il tubo di controllo (prima sezione di V_{17}) è conduttivo solo per effetto della prima parte dell'impulso sincronizzante sovrapposto al picco positivo del segnale di confronto, la larghezza dell'impulso risultante, quindi la tensione di correzione e la frequenza dell'oscillatore, non vengono influenzate dalla larghezza dell'impulso sincronizzante, ossia la presenza degli impulsi egualizzatori e di quelli larghi verticali non altera la regolazione della frequenza orizzontale.

I circuiti di separazione e sincronizzazione dei ricevitori televisivi della General Electric sono riprodotti in fig. 26.

I segnali sincronizzanti orizzontali e verticali sono prelevati da una porzione del carico anodico dello stadio finale amplificatore video, con polarità negativa. Essi vengono separati dal video per mezzo della prima sezione del tubo separatore e amplificatore V_{11} (6SL7GT). La tensione di deviazione a dente di sega verticale è generata dalla seconda sezione di V_9 (12SN7), che in connessione col tubo V_{10} (12AU7 con le due unità in parallelo) costituisce il multivibratore verticale.

Il segnale di uscita è ottenuto dallo stesso tubo V_{10}, che pure lo amplifica. La sincronizzazione del multivibratore verticale avviene sull'anodo del secondo triodo di V_9 (tramite un circuito integratore a *RC*), perchè l'impulso isolato sulla placca del secondo triodo di V_{11} funzionante da limitatore ha polarità negativa. La prima sezione di V_9 serve a produrre il segnale di spegnimento dei ritorni verticali.

Il segnale orizzontale sincronizzante è mescolato col segnale a dente di sega prelevato dall'anodo del diodo smorzatore sul secondario del trasformatore di uscita orizzontale; la mescolazione avviene nel tubo discriminatore V_{12} (6AL5 doppio diodo).

Una variazione nella fase tra questi due segmenti aumenta o diminuisce la tensione correttrice di polarizzazione che è applicata alla griglia del tubo di controllo automatico di frequenza (C.A.F.F.) costituito dal primo triodo di V_{13} (12NS7), il quale lavora come un tubo a reattanza che controlla la frequenza del-

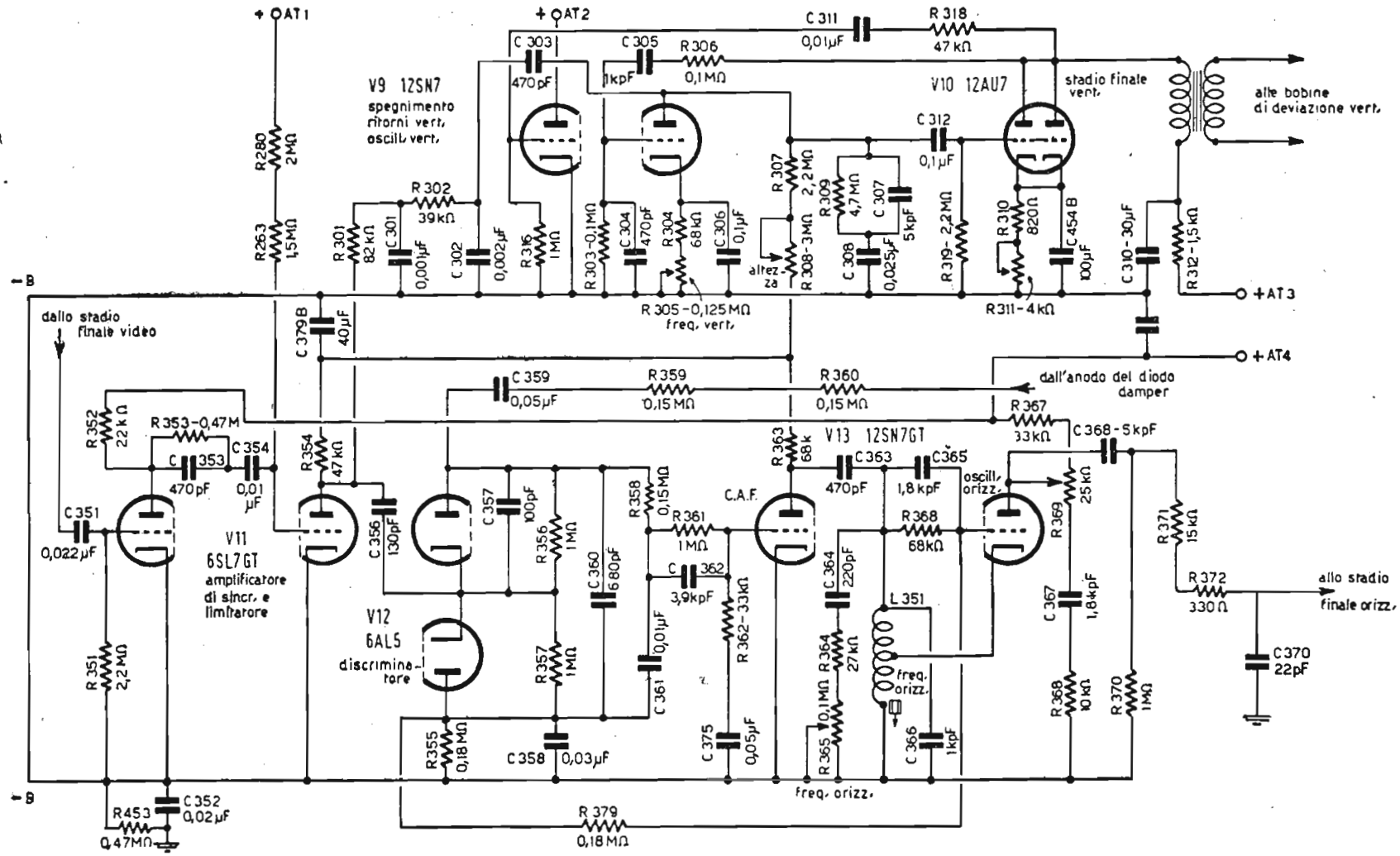


Fig. 26. — Circuiti di separazione e sincronizzazione dei Mod. 1717; 17C113; 17C115; 17C117 e 17C120 della General Eletric.

l'oscillatore orizzontale costituito dalla seconda sezione di V_{13}. L'azione del C.A.F.F. può essere rapidamente spiegata così: quando il segnale di sincro riga e quello presente all'uscita dell'amplificatore orizzontale hanno la stessa frequenza e fase, nessuna tensione di correzione viene generata. Se invece uno di essi anticipa o ritarda rispetto all'altro si ottiene una componente continua di correzione di polarità positiva o negativa dipendente dalla fase degli impulsi. L'oscillatore V_{13} è un generatore Hartley sinoidale in classe *C* il cui circuito accordato è costituito dall'induttanza *L* 351 con in parallelo un circuito capacitivo composto; la frequenza propria del generatore è manualmente variabile col potenziometro *R* 365 (da 0,1 MΩ). La combinazione di *R* 368 (68 kΩ) in parallelo con il condensatore *C* 365 (1,8 kpF) disposta nel circuito di griglia del triodo oscillatore controlla il periodo di interdizione durante il quale la capacità di carica *C* 367 (1,8 kpF) si carica gradualmente generando il tratto di andata del dente di sega orizzontale. Quando il tubo oscillatore diventa conduttivo, *C* 367 si scarica e genera il ritorno del dente. I resistori *R* 368 (10 kΩ) e *R* 369 (25 kΩ) hanno lo scopo di ottenere una tensione di uscita sufficientemente alta e di migliorare la linearità orizzontale.

Il tubo a reattanza (primo triodo di V_{13}) e la capacità *C* 363 (470 pF) tra loro in serie sono derivati sul circuito accordato. Una variazione della polarizzazione del tubo C.A.F.F. provoca una variazione dell'effetto di shunt di *C* 363, il che modifica la frequenza dell'oscillatore. Quando la polarizzazione diviene più negativa la resistenza di placca aumenta, l'effetto di shunt decresce e la frequenza aumenta. Se la polarizzazione diviene positiva, si ha un effetto opposto, per cui la frequenza diminuisce.

La tensione continua di controllo si genera ai capi dei resistori *R* 356 e *R* 357 (entrambi di 1 MΩ) ossia ai capi di *C* 360 (680 pF), come differenza delle due tensioni raddrizzate dai due diodi, quando sono ad essi applicati i due segnali da confrontare. Quando il dente di sega anticipa sull'impulso sincronizzante si produce una tensione positiva di correzione, perchè la tensione positiva E_1 ai capi di *R* 357 è maggiore della tensione E_2 ai capi di *R* 356. La tensione positiva applicata alla griglia del tubo di reattanza ne riduce la resistenza anodica, aumenta l'effetto di shunt di *C* 363 ed abbassa la frequenza del generatore. Il circuito composto di *R* 361 (1 MΩ), *C* 362 (3,9 kpF), *R* 362 (33 kΩ) e *C* 375 (0,05 μF) svolge un'azione mediatrice filtrante del processo di regolazione, togliendogli il carattere pul-

(seconda sezione di V_{III}) secondo il principio del C.A.F.F. sante che provocherebbe un continuo ed intempestivo intervento del C.A.F.F.

In fig. 27 sono rappresentati i circuiti sincronizzanti studiati dalla Philco ed adottati sui suoi ricevitori televisivi.

Il segnale video completo di polarità positiva viene prelevato dall'anodo del primo stadio amplificatore video e addotto alla griglia della sezione funzionante dal primo separatore di un tubo 12AU7, il cui catodo ha in serie un diodo (sezione trio-

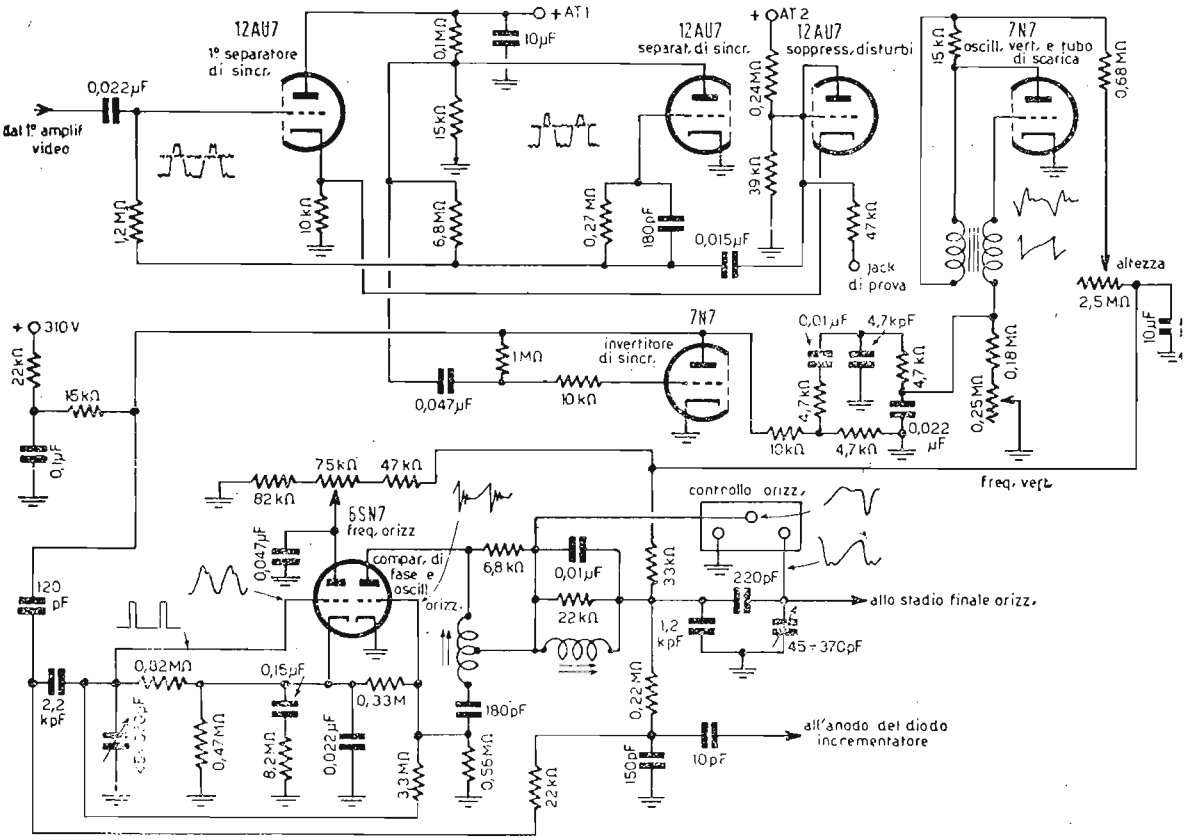


Fig. 27. — Circuiti di separazione e sincronizzazione dei Mod. 51-T1836 e 51-T1836L della Philco.

dica montata come diodo di un tubo 12AU7), che agisce come soppressore di disturbi. Il segnale video entra quindi nel secondo separatore di sincronismo (una sezione di un tubo 12AU7), sulla cui placca si raccoglie il sincro di polarità negativa, per cui è necessario uno stadio invertitore di sincronismo (una sezione di un tubo 7N7), che restituisce al sincro la polarità positiva; il segnale opportunamente integrato dal filtro *RC* viene quindi applicato alla griglia dell'oscillatore bloccato verticale (una sezione di un tubo 7N7) funzionante pure da tubo di sca-

rica. Il sincro ricavato sulla placca dell'invertitore entra anche sulla griglia del triodo comparatore di fase (primo triodo di un tubo 6SN7GT, la cui seconda sezione funziona da oscillatore di riga) per la realizzazione del C.A.F.F. secondo il principio della modulazione di larghezza dell'impulso correttore.

I circuiti di separazione e sincronizzazione dei ricevitori TV della RCA, sono indicati in fig. 28. Il segnale video positivo ri-

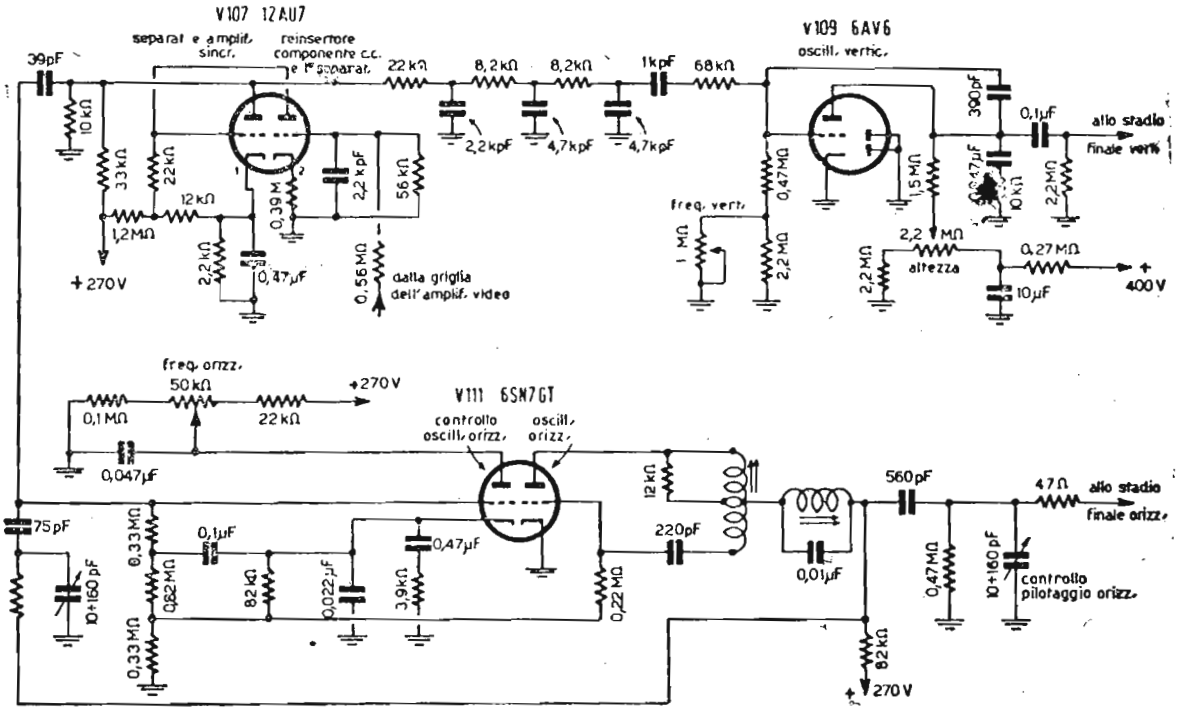


Fig. 28. — Circuiti di separazione e sincronizzazione dei Mod. 2T51 e 2T60 RCA.

cavato dalla griglia del secondo stadio amplificatore video successivo allo stadio rivelatore, viene applicato alla griglia del primo triodo del tubo V_{107} (12AU7) funzionante da reinsertore della componente continua e da primo separatore. Dalla placca di questo stadio il sincro arriva all'ingresso del secondo separatore amplificatore di sincronismo (seconda sezione di V_{107}), alla cui uscita avviene la separazione del sincro quadro dal sincro riga. Infatti il triplo circuito integratore a tre cellule *RC* isola l'impulso verticale, che arriva alla griglia dell'oscillatore rilassato verticale V_{109} (6AV6).

Dall'anodo di V_{107} secondo separatore il sincro perviene alla griglia del tubo di controllo orizzontale prima sezione di V_{111} (6SN7GT), che corregge la frequenza dell'oscillatore di riga (seconda sezione di V_{111}) secondo il principio del C.A.F.F.

La fig. 29 riproduce lo schema di principio per i circuiti

sicronizzanti messo a punto dalla Philips.

Il segnale video totale positivo proveniente dall'anodo dell'ultimo stadio amplificatore video entra sulla griglia pentodica del tubo V_{17} (ECL80) separatore limitatore; il sincro ricavato sull'anodo di questa sezione di V_{17} viene amplificato dalla sua sezione triodica. Il C.A.F.F. è ottenuto in modo convenzionale mediante il doppio diodo V_{81} (EB91) collegato come un discriminatore a rapporto; all'anodo di uno di questi diodi e al catodo dell'altro vengono applicati il segnale sincro riga di polarità inversa mediante il trasformatore T_1 ed il segnale di confronto ricavato dal primario del trasformatore di uscita orizzontale. La tensione di correzione presente all'uscita del discriminatore (punto comune catodo-anodo dei due diodi) perviene alla griglia del triodo di V_{19} (ECL80), che con le sue sezioni costituisce il generator eorizzontale del tipo multivibratore dissimmetrico ad accoppiamento catodico, stabilizzato con circuito in placca, sintonizzato a una frequenza lievemente superiore a quella di riga (o da una frequenza lievemente superiore al doppio di questa); nella sezione pentodica lo schermo funge da anodo per il multivibratore, mentre la placca ha so-

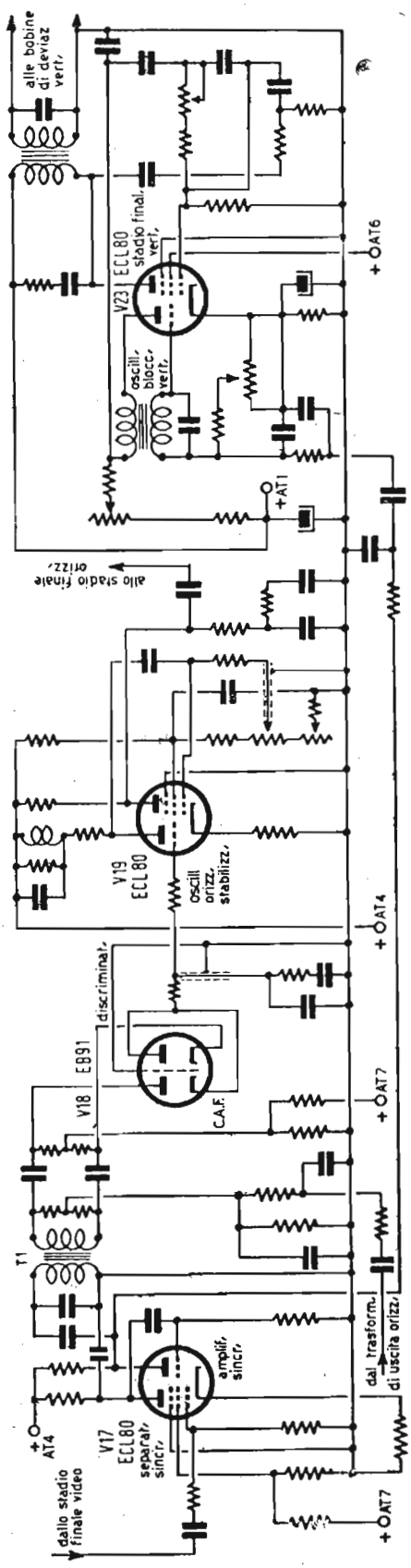


Fig. 29. — Nuovo schema di principio dei circuiti separatori e sincronizzatori Philips.

lo azione di elettrodo di raccolta e di uscita per il segnale a dente di sega da applicare allo stadio finale orizzontale.

Dall'anodo triodico di V_{17} si ricava il segnale, che opportunamente integrato sincronizza di griglia l'oscillatore bloccato verticale costituito dal triodo di V_{23} (ECL80), la cui sezione pentodica funge da tubo di scarica e da amplificatore del dente di sega verticale.

La fig. 30 mostra i circuiti sincronizzanti adottati dalla Pye inglese. Il segnale video completo positivo perviene alla griglia

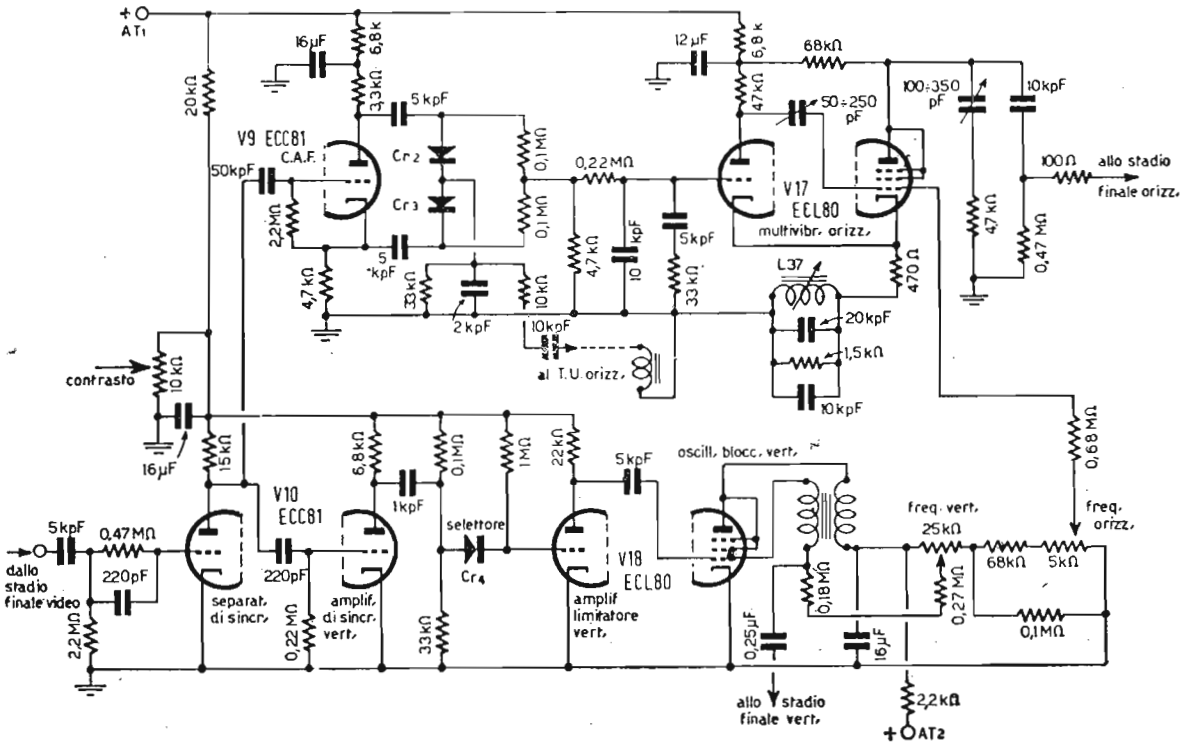


Fig. 30. — Circuiti di separazione e sincronizzazione della Pye.

del primo triodo di V_{10} (ECC81), che provvede alla separazione del sincro dai segnali immagine. Sull'anodo di questo primo triodo i segnali sincro quadro vengono separati da quelli sincro riga mediante il circuito differenziatore disposto sulla griglia del secondo triodo di V_{10}; con questo dispositivo si ottengono i picchi inversi differenziati di ampiezze proporzionali alle durate degli impulsi primitivi, ossia gli impulsi orizzontali ed egualizzatori danno luogo a piccolissimi guizzi positivi, mentre gli impulsi sincronizzanti verticali forniscono picchi inversi di notevole ampiezza. La seconda sezione di V_{10} amplifica i guizzi differenziati, i quali vengono applicati al diodo a cristallo Cr_4, che funziona da selettore.

Infatti il suo catodo è mantenuto alla tensione positiva di

soglia mediante il partitore (33 kΩ in serie con 0,1 MΩ) segnato in figura; l'elettrodo anodico del cristallo è collegato alla griglia connessa al $+AT$ della sezione triodica di V_{18} (triodo pentodo ECL80). Il cristallo non trasmette alcun segnale al triodo di V_{18} se al suo catodo arrivano impulsi positivi o debolmente negativi insufficienti a renderlo negativo rispetto all'anodo; questa condizione si verifica in corrispondenza degli impulsi orizzontali ed egualizzatori. L'intervento degli ampi guizzi negativi dovuti agli impulsi verticali larghi, sblocca il diodo a cristallo ed un segnale perviene al triodo di V_{18} che agisce da amplificatore e livellatore, per cui sulla sua placca si trovano dei segnali rettangolari di altezza ben definita e costante. La sezione pentodica montata a triodo di V_{18} amplifica ulteriormente i segnali di sincronizzazione verticale, e ne rovescia la fase, così che l'oscillatore bloccato di quadro li riceve in griglia.

Dall'anodo del primo triodo di V_{10} il sincro viene addotto pure alla griglia di una sezione di V_9 (doppio triodo ECC81), che funziona da amplificatore e da tubo di controllo per il C.A.F.F. Infatti ad esso è pure applicato il segnale a dente di sega ottenuto per differenziazione e integrazione degli impulsi provenienti da un apposito avvolgimento del trasformatore di uscita orizzontale. I due cristalli Cr_2 e Cr_3 funzionano come i due diodi di un discriminatore, all'uscita del quale si raccoglie la tensione continua di correzione, di ampiezza e polarità dipendenti dallo sfasamento intercorrente fra i due segnali confrontati. La tensione correttrice giunge alla griglia del triodo di V_{17} (triodo-pentodo ECL80), tubo che con le sue due sezioni montate a multivibratore dissimmetrico ad accoppiamento catodico costituisce il generatore di deviazione orizzontale. Si noti che entrambi i generatori di deviazione, ossia l'oscillatore bloccato verticale ed il multivibratore orizzontale, sono del tipo a griglia polarizzata positivamente, il che, come è stato già messo in evidenza, rende ben precisa l'intersezione della curva di scarica del condensatore di griglia con la linea rappresentativa della tensione di interdizione del tubo oscillatore; dalla precisione di tale intersezione dipende la costanza dell'inizio del fronte posteriore dell'oscillazione rilassata e quindi quest'ultima risulta stabilizzata ed indipendente dalle variazioni delle tensioni applicate e delle costanti del tubo, quando appunto il fronte posteriore inizia ad un istante ben definito.

La fig. 31 riporta lo schema dei circuiti di sincronizzazione

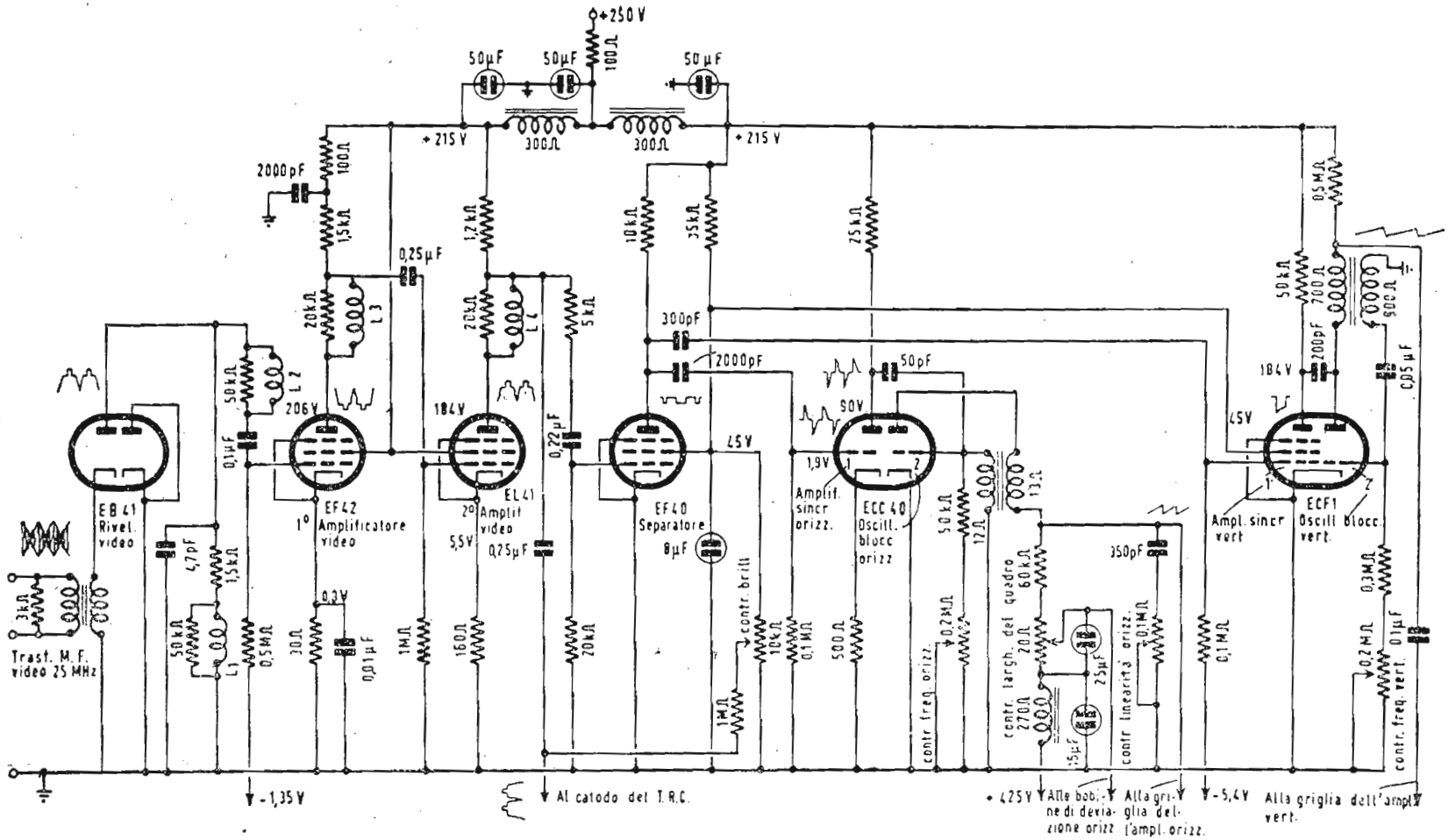


Fig. 31. – Circuito di rivelazione amplificazione video, separazione, sincronizzazione e generazione dei denti di sega per ricevitore e co n trasmissione positiva.

adottati nel ricevitore francese TI 50 a 819 righe della Pathé Marconi.

Essendo la modulazione positiva secondo lo standard francese, il segnale di MF a 25 MHz viene addotto al catodo del rivelatore, costituito da una sezione del doppio diodo EB41; l'inviluppo di modulazione viene raccolto sulla placca di fase negativa, perchè, essendo il carico diodico inserito in placca, questa pur risultando positiva rispetto al catodo nei semiperiodi di conduzione del diodo, è invece negativa rispetto alla massa, che costituisce l'altro estremo della resistenza di carico; ciò equivale a dire che il diodo rivela la metà inferiore della portante modulata. In tal modo i picchi di sincronismo arrivano con polarità positiva alla griglia del primo stadio amplificatore video EF42. Per l'eccitazione del tubo catodico d'immagine è necessario un secondo stadio amplificatore video realizzato con un tubo EL41, dal circuito anodico del quale si ricava il segnale completo coi picchi di sincronismo rivolti verso l'alto di polarità positiva, tale cioè da rendere positivo il catodo del cinescopio cui l'uscita è connessa, come è richiesto per ottenere una immagine positiva.

Lo stadio separatore EF40 funziona al solito per autopolarizzazione in corrispondenza dei picchi sincronizzanti; mentre risulta interdetto per i video segnali immagine. Dalla placca della EF40 il segnale costituito dal solo sincro segue due vie: la prima attraverso al circuito differenziatore con $R = 0{,}1$ Mohm e $C = 2000$ pF perviene, trasformato in guizzi di forma ben nota, alla griglia della sezione 1 del doppio triodo ECC40, subendo un'amplificazione; dalla placca viene quindi prelevato per sincronizzare in griglia l'oscillatore bloccato di riga costituito dalla sezione 2 dello stesso ECC40; i denti di sega orizzontali ricavati nel circuito anodico dell'oscillatore bloccato alimentano lo stadio amplificatore finale di riga non rappresentato in figura; pure dal circuito anodico della sezione 2 del tubo ECC40 è derivata una componente continua, che inserita nelle bobine di deviazione di riga serve per variare l'ampiezza orizzontale del quadro.

La seconda via seguita dal sincro presente sull'anodo del tubo EF40 separatore è quella attraverso un altro circuito differenziatore presentante la costante di tempo $RC = 300 \times 10^{-12} \times \times 0{,}1 \times 10^{6} = 30$ μsec; si realizza così l'isolamento degli impulsi inversi sincronizzanti di quadro, secondo il noto principio di separazione per differenziazione.

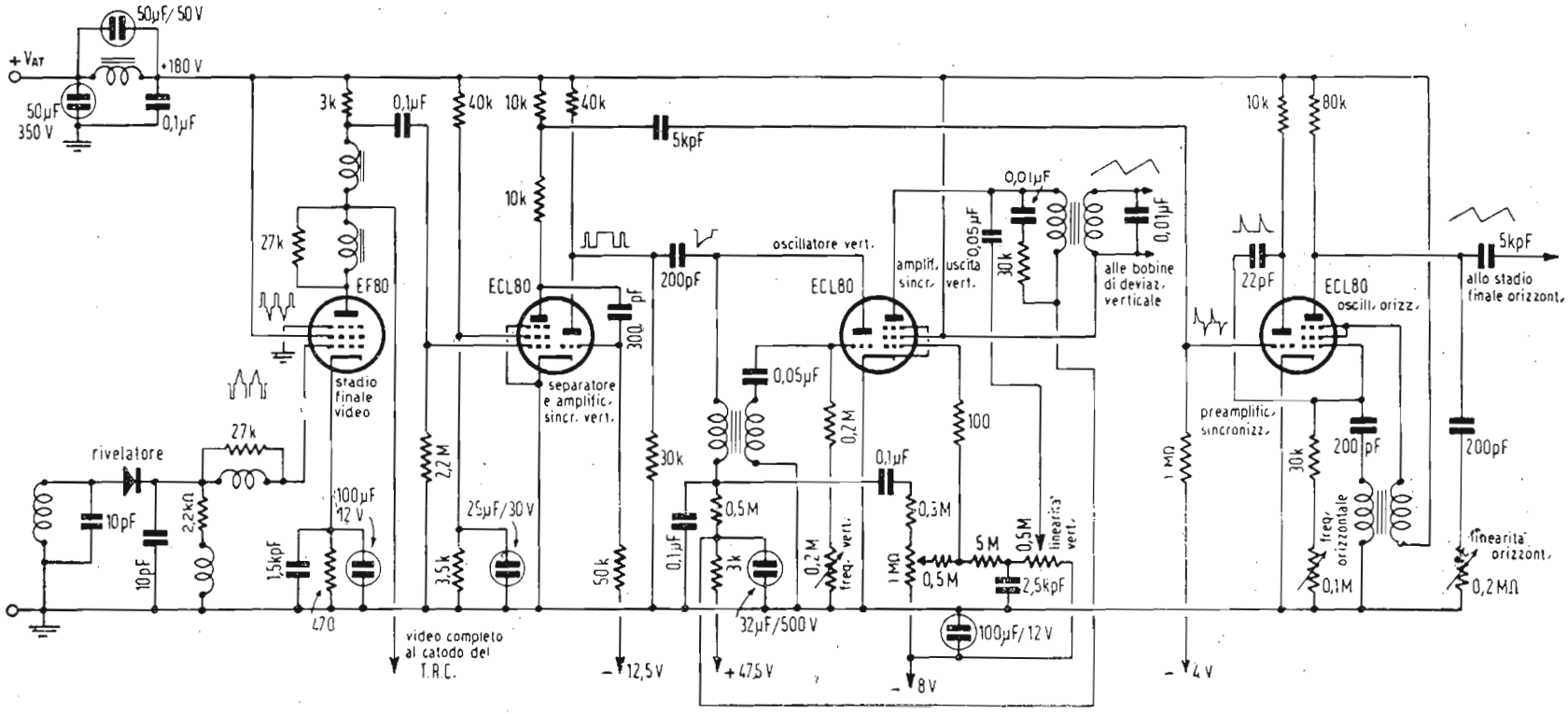


Fig. 32. — Rivelazione, separazione e sincronizzazione nel Mod. T153 Pathé-Marconi.

Gli impulsi inversi positivi così separati pervengono alla griglia della 1ª sezione amplificatrice di sincronizzazione verticale del tubo ECF1 e ricompaiono amplificati di polarità negativa sulla placca di tale pentodo; di qui attraverso la capacità di 200 pF sincronizzano l'oscillatore bloccato verticale formato dalla sezione 2' del tubo ECF1. Si noti che la sincronizzazione di quest'ultimo avviene per iniezione dell'impulso negativo sulla placca, mentre l'oscillatore bloccato orizzontale è sincronizzato di griglia, perchè l'impulso di riga è di polarità positiva. I denti di sega verticali presenti sulla placca della sezione 2' del tubo ECF1 vengono accoppiati alla griglia dello stadio finale amplificatore verticale non rappresentato in fig. 31, dove invece sono indicati i valori delle principali tensioni continue, la forma dei segnali dei singoli stadii e le regolazioni di brillanza (luminosità), di larghezza e altezza del quadro, di frequenza degli oscillatori bloccati e di linearità orizzontale. Le induttanze L_1, L_2, L_3, L_4 sono bobine di correzione per assicurare l'amplificazione dell'intera banda video di modulazione.

La fig. 32 rappresenta lo schema del separatore del più recente ricevitore della Pathé Marconi per 819 righe.

Il rivelatore video è costituito da un cristallo di germanio dal quale esce l'inviluppo rivelato con polarità negativa. Segue lo stadio amplificatore video EF 80 nel cui circuito anodico è presente la miscela coi picchi di sincronismo rivolti in alto. Con questa polarità viene alimentato il catodo di un tubo catodico rettangolare da 14 pollici.

Da una presa del carico anodico del tubo EF 80 si preleva il segnale completo, che viene addotto alla griglia dello stadio separatore costituito dalla sezione pentodo di un tubo ECL80 funzionante al solito modo per autopolarizzazione di griglia. Sulla placca di questo stadio si isola il sincro negativo. La sezione triodo del 1° tubo ECL80 funge da amplificatore e invertitore di fase, per cui sulla sua placca il sincro è positivo e così amplificato da fornire, dopo la differenziazione operata dal circuito $R = 30$ kohm, $C = 200$ pF, un picco inverso negativo di ampiezza sufficiente a comandare in placca l'oscillatore bloccato verticale costituito dalla sezione triodo del 2° tubo ECL80, la cui sezione pentodo rappresenta lo stadio finale di uscita amplificatore del dente di sega verticale. Il sincro negativo viene ancora prelevato dall'anodo del primo ECL80 e addotto, tramite il circuito differenziatore composto dalla capacità 5 kpF

e dalla resistenza 1 Mohm, alla griglia della sezione triodo amplificatrice del terzo ECL80; sulla placca di questo triodo sono presenti i guizzi positivi differenziati utilizzati, via il condensatore 22 pF, per sincronizzare di griglia l'oscillatore bloccato orizzontale costituito dalla sezione pentodo del terzo ECL80; a questo segue lo stadio finale di potenza di riga non rappresentato in figura.

Autorizzazione del Tribunale di Milano 16 - 1 - 61 - N. 5502 del Registro
Direttore responsabile ALFONSO GIOVENE - Proprietà della Editrice Il Rostro
Distribuzione in abbonamento postale - Gruppo II
Distribuzione STE - Milano

CORSO
TEORICO - PRATICO DI
TELEVISIONE

DISPENSA

N. 15

SOMMARIO

LEZIONE XXV

Il tubo catodico — La macchia ionica — Il contrasto nel tubo catodico.

— Domande alle quali l'allievo deve rispondere

— Domande e risposte su argomenti trattati nel 5° gruppo di 4 lezioni (XXII, XXIII, XXIV e XXV) (DISPENSE 13, 14 e 15).

TUTTI I DIRITTI RISERVATI ALLA EDITRICE IL ROSTRO - MILANO

TIPOGRAFIA EDIZIONI TECNICHE - MILANO - VIA BALDO DEGLI UBALDI, 6

LEZIONE XXV

IL TUBO CATODICO

Fra i vari dispositivi proposti per riprodurre un'immagine televisiva quello oggi universalmente adottato è il tubo catodico detto anche tubo a raggi catodici.

Abbiamo già accennato nel primo gruppo di lezioni alla tipica struttura del tubo catodico. Un bulbo di forma tronco-conica terminata da un lato da una parete quasi piana in vetro

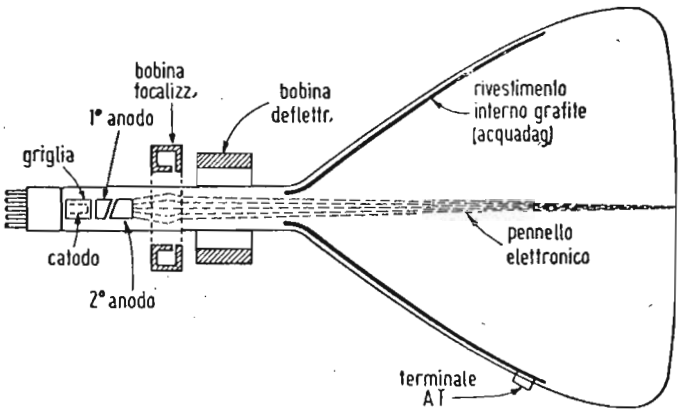


Fig. 33. — Costituzione schematica di un tubo catodico per ricevitori TV.

circolare o rettangolare, lo schermo, e dall'altro lato da un collo cilindrico in vetro terminante in uno zoccolo d'attacco. Nell'interno di tale bulbo è praticato un vuoto spinto. Alla estremità del collo cilindrico è collocato interamente ed in posizione assiale il proiettore elettronico o « gun » destinato alla generazione di un pennello elettronico.

La parete terminale di chiusura della parte più larga del

raccordo tronco-conico dell'involucro del tubo catodico, contrapposto al collo cilindrico contenente il proiettore elettronico, costituisce lo schermo di osservazione sul quale viene a generarsi l'immagine televisiva (fig. 33).

La parte tronco-conica dell'involucro del tubo catodico è sovente costruita in lastra d'acciaio: lo schermo d'osservazione, in vetro, ed il collo, pure in vetro, contenente il proiettore elettronico, vengono saldati alla fiamma.

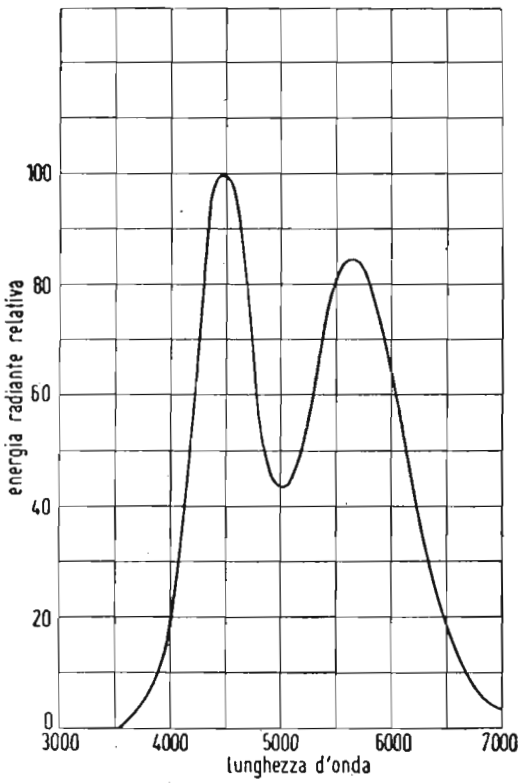


Fig. 34. — Spettro di emissione luminosa del fosforo P_4 generalmente usato per lo schermo dei tubi catodici TV. I due massimi sono in corrispondenza della luce giallo-verde e blu.

Del proiettore elettronico o « gun » è stato già diffusamente trattato nella Dispensa 2ª, ove ne abbiamo appreso la sua struttura generale ed il suo funzionamento.

Nella Dispensa 8ª abbiamo trattato dell'ottica elettronica od elettronottica, particolarmente dedicata alla formazione del pennello catodico emesso dal proiettore elettronico o « gun ».

Si è visto altresì che mediante l'impiego di opportune lenti elettriche o magnetiche è possibile focalizzare il pennello elettronico in un punto di dimensioni ridottissime, detto « spot », sulla parete-schermo di chiusura della parte imbutiforme dell'involucro del tubo catodico.

Lo schermo sul quale viene focalizzato lo « spot » del pennello elettronico è ricoperto sulla faccia interna da uno straterello di sostanza fluorescente la quale si illumina (traccia o « spot ») quando viene bombardata dagli elettroni del pennello catodico.

L'intensità di tale illuminazione è in diretto rapporto con la velocità ed il numero degli elettroni collidenti provenienti dal proiettore elettronico o « gun ». Modulando pertanto il pennello elettronico mediante l'elettrodo di controllo o griglia del « gun », variando cioè il numero degli elettroni del pennello

elettronico, si verrà a variare in diretto rapporto la luminosità dello « spot » sullo schermo fluorescente.

Le sostanze usate per il rivestimento fluorescente interno dello schermo del tubo catodico sono dei composti chimici di sali metallici quali lo zinco, il cadmio, il berillio, ecc., con altri elementi quali ossigeno, silicio e zolfo.

A seconda del genere di elemento usato si possono ottenere fluorescenze di vario colore. Queste sostanze fluorescenti vengono chiamate « fosfori » e sono generalmente mescolate con piccole quantità di speciali sostanze chiamate « attivatori ». Il tipo di fosforo oggi generalmente usato nei moderni tubi riceventi, chiamato P_4, è costituito da una miscela ad alta purezza di solfito di zinco e di cadmio, che dà una fluorescenza praticamente bianca (fig. 34). L'attivatore è costituito da argento in minima quantità. Si è detto che la luminosità della sostanza fluorescente o « fosforo », applicata sulla faccia posteriore dello schermo in vetro del tubo catodico è in diretto rapporto con la velocità degli elettroni che la colpiscono. E' facile quindi comprendere come con tensioni anodiche più elevate la velocità degli elettroni componenti il pennello catodico aumenti e perciò aumenti la luminosità dello « spot ».

La proprietà delle sostanze fluorescenti o « fosfori », di rimanere luminose anche dopo la cessazione del bombardamento elettronico è chiamata persistenza.

In certe applicazioni ove occorre che un'immagine permanga per qualche tempo (anche alcuni secondi) come avviene ad esempio negli schermi dei radar, la sostanza fluorescente è bene abbia una lunga persistenza.

In televisione ove le immagini si muovono rapidamente, la persistenza deve essere limitata ad un 25mo di secondo altrimenti ne deriverebbe una perdita di dettaglio dell'immagine.

Quando il pennello elettronico colpisce lo schermo fluorescente, provoca una emissione secondaria di elettroni nel punto bombardato. Se questi elettroni secondari non vengono rimossi, si accumulano formando una sorta di nebbia elettronica di fronte allo schermo, che provoca delle anomalie di funzionamento.

Per eliminare l'accumulo di nuvola elettronica, la parete interna dell'involucro di vetro del tubo catodico, ricoperta da uno straterello di grafite conduttrice (acquadag) è collegato alla alta tensione acceleratrice del secondo anodo del tubo stesso. In molti casi tale rivestimento conduttore interno funge anche da secondo anodo acceleratore.

E' facile comprendere come gli elettroni secondari emessi dallo strato fluorescente bombardato vengono attratti e captati da tale rivestimento ad alta tensione.

Un perfezionamento recentemente introdotto nella costruzione dei tubi catodici riceventi è costituito dalla metallizzazione interna dello strato fluorescente. Su di esso viene deposto, mediante sublimazione in vuoto un sottilissimo strato di alluminio (spess. circa 0,1 micron) che viene facilmente attra-

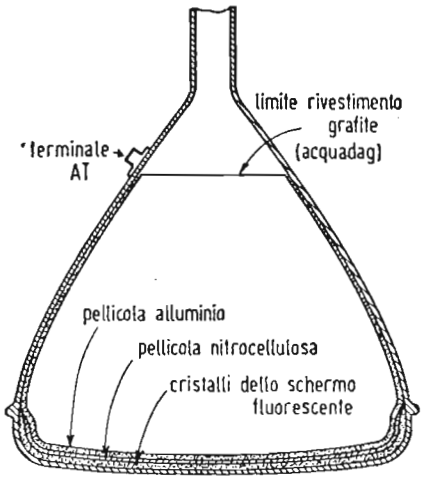


Fig. 35. — Sezione del bulbo di un tubo catodico a schermo alluminato.

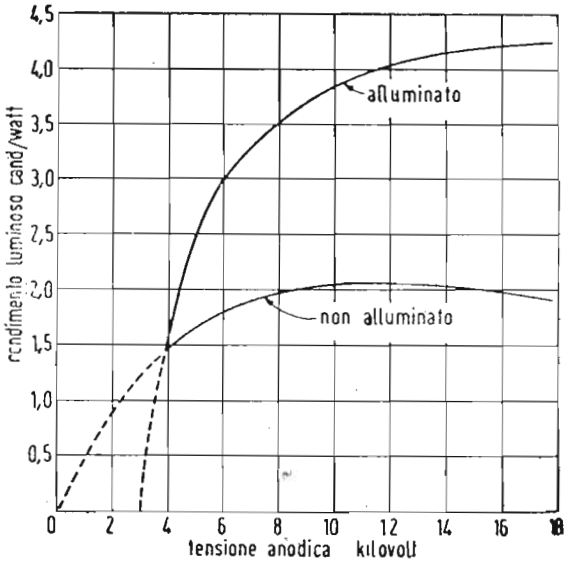


Fig. 36. — Efficienza luminosa degli schermi alluminati e non alluminati.

versato dagli elettroni ad alta velocità del pennello catodico, ma è opaco per la luce di fluorescenza dello schermo la quale viene pertanto totalmente riflessa in avanti, raddoppiando praticamente la luminosità dell'immagine ed aumentandone fortemente il contrasto poichè le zone buie non vengono illuminate dalla luce riflessa dalle pareti interne del tubo.

Allo scopo di assicurare la perfetta continuità metallica ed aderenza dello straterello di alluminio, questo non viene deposto direttamente sulla sostanza fluorescente dello schermo, bensì su uno straterello interposto di nitrocellulosa, il quale ha la funzione di aderire da un lato alla sostanza fluorescente e dall'altro allo straterello di alluminio (fig. 35).

Il rivestimento metallico posteriore dello schermo fluorescente ha l'effetto di aumentare il rendimento luminoso della sostanza fluorescente o fosforo, particolarmente con tensioni anodiche elevate. Ciò si spiega col fatto che lo strato metallico

costituisce un vero e proprio drenaggio delle cariche negative dell'emissione secondaria le quali altrimenti costituirebbero una barriera di ritardo per gli elettroni del pennello elettronico. La fig. 36 illustra l'effetto dell'illuminazione dello schermo fluorescente sul rendimento luminoso dello schermo stesso.

Nei tubi catodici con bulbo in tutto vetro, la superficie esterna della parti imbutiforme viene ricoperta con una vernice conduttrice. Tale strato di conduttore forma con lo strato conduttore grafitico (acquadag) che riveste le pareti interne del bulbo in vetro, un vero e proprio condensatore del valore di alcuni picofarad che viene utilizzato come capacità filtro ed accumulo dell'alta tensione anodica.

LA MACCHIA IONICA

Uno dei difetti presentati dai tubi catodici riceventi di costruzione non recente, era la formazione di una macchia scura nel centro dello schermo fluorescente; ciò si verifica dopo 30-40 ore di funzionamento. Quando la macchia scura appariva sullo schermo non vi era più nulla da fare: solo la sostituzione del tubo poteva rimediare in modo piuttosto costoso a tale grave inconveniente.

In un tubo a vuoto sono sempre presenti, ad onta delle infinite precauzioni usate nella sua fabbricazione, molecole di gas residui. La ionizzazione di molecole gassose provoca ioni positivi. Questi ioni positivi si depositano sugli elettrodi negativi del tubo (griglia a catodo). Gli ioni positivi sulla griglia provocano corrente inversa e diminuzione della polarizzazione; raggiungendo il catodo ne provocano la disintegrazione. Gli ioni negativi si formano per cattura di un elettrono da parte delle molecole gassose contenute nel tubo; viaggiando, essi raggiungono lo schermo fluorescente.

Un campo elettrostatico deflette ugualmente bene gli ioni pesanti e gli elettroni leggeri: pertanto nei tubi catodici a deflessione elettrostatica non vi è concentrazione di ioni al centro dello schermo.

Un campo elettromagnetico provoca, per contro, una deflessione limitata degli ioni pesanti, agendo quindi quasi esclusivamente sugli elettroni leggeri. In tal modo con la deflessione elettromagnetica vengono deviati solo gli elettroni mentre gli ioni proseguono in fascio in linea retta, concentrandosi in una ristretta zona centrale dello schermo fluorescente.

L'ione idrogeno è il più leggero avendo una massa che è circa 1840 volte maggiore di quella dell'elettrone. Poichè la deviazione magnetica è proporzionale a $(e/m)^{1/2}$, un idrogenione carico di un elettrone subisce una deviazione che è $1/\sqrt{1840} = 1/43$ di quella subita da un elettrone. In un reticolo di 20×15 cm gli idrogenioni sono concentrati in una zona di 3,5÷4,7 mm. Gli ioni più pesanti cadono entro aree minori intorno al centro dello schermo fluorescente. Gli ioni producono disgregamento chimico del fosforo e dopo molte ore di uso del tubo, si produce al centro dello schermo una caratteristica area scura nota come *macchia ionica*. Per eliminare questo grave inconveniente occorre impedire agli ioni di raggiungere lo schermo fluorescente.

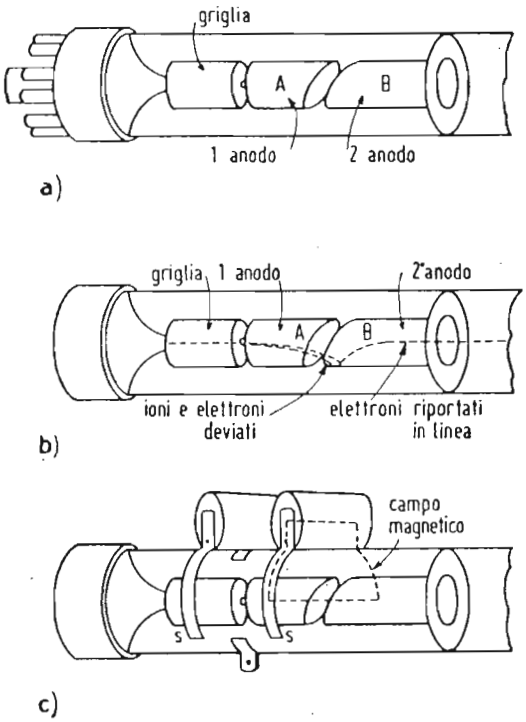


Fig. 37. — Trappola ionica a « gun » con taglio inclinato.

Sono stati escogitati vari sistemi per ovviare a tale grave inconveniente nei tubi catodici a deflessione elettromagnetica. Uno dei più comuni sistemi di tal genere è quello dell'impiego della cosiddetta « trappola ionica ». Descriveremo due dei tipi di trappola ionica più comunemente usati. Entrambi sono fondati sul fatto che gli ioni sono poco influenzati da un campo

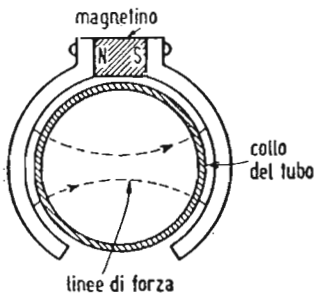


Fig. 38. — Magnetino circolare regolabile in posizione, per la trappola ionica.

magnetico. L'intero pennello catodico misto a ioni, viene deviato elettrostaticamente, nel primo tipo di trappola mediante una dissimetria del campo elettrico nel'interno del proiettore elettronico (gun) provocata mediante un taglio trasversale inclinato a becco di flauto di separazione fra il primo ed il se-

condo anodo cilindrico (fig. 37 a). Nell'interno del secondo anodo è posto come già abbiamo visto in precedenza un diaframma con un foro centrale, per il passaggio del fascetto elettronico.

A causa della simmetria del campo elettrico provocata dal taglio a becco di flauto del proiettore elettronico, tutto il fascio di elettroni ed ioni, emesso dal catodo, viene deviato dal suo percorso rettilineo in modo da non poter più passare dal foro centrale del diaframma posto all'interno del secondo anodo.

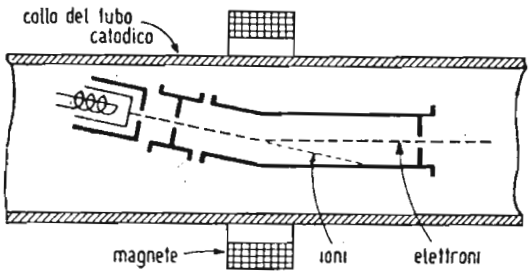


Fig. 39. — Trappola ionica a « gun » piegato.

Ora, poichè lo scopo finale è di arrestare gli ioni e di permettere agli elettroni di raggiungere lo schermo fluorescente, si ricorre al già citato fenomeno che gli elettroni sono molto più deviati degli ioni da un campo magnetico.

A tale scopo si colloca esternamente al collo del tubo, in corrispondenza al secondo anodo cilindrico del « gun », un magnetino generalmente piegato a cerchio (figg. 37 e 38).

Il fascetto elettronico viene così nuovamente deviato in senso opposto riportandolo quindi sulla traiettoria assiale primitiva attraversante il foro al centro del diaframma interno al secondo anodo, mentre gli ioni pesanti, poco deviati dal campo magnetico, vanno a cadere sulla parete di detto diaframma ove vengono neutralizzati. In fig. 37 viene illustrato tale sistema di trappola ionica.

In un secondo tipo di trappola ionica, anzichè deviare il fascio ioni-elettroni mediante un campo elettrico disimmetrico, il proiettore elettronico viene costruito in modo che l'asse del complesso catodo-griglia-primo anodo, non trovasi allineato con l'asse del secondo anodo, ma forma con quest'ultimo un leggero angolo: è il cosiddetto « bent-gun » cioè proiettore piegato (fig. 39).

In tali condizioni il fascio ionico-elettronico va a collidere con la parte periferica del diaframma forato al centro interno al secondo anodo.

Un campo magnetico originato come nel caso precedente da un magnetino esterno al collo del tubo catodico, provoca la deviazione del solo fascetto elettronico, che può quindi attraversare il foro del diaframma e raggiungere lo schermo fluorescente. Gli ioni non deviati si disperdono sulla parete interna del secondo anodo. Un altro sistema per ovviare alla formazione della macchia ionica sullo schermo fluorescente è quello della metallizzazione interna dello schermo fluorescente, sopra citata. Lo straterello sottilissimo di alluminio, mentre viene attraversato dagli elettroni di piccola massa, arresta gli ioni di massa maggiore, fungendo pertanto anche da trappola ionica.

Si è visto che gli ioni positivi si precipitano, al contrario di quelli negativi, verso l'elettrodo più negativo del sistema, cioè il catodo, provocandone una rapida disintegrazione. Le trappole ioniche costituite da magnetini applicati esternamente al collo del tubo in corrispondenza del « gun » hanno l'effetto di deviare sia gli ioni negativi che quelli positivi impedendo quindi a questi ultimi di deteriorare il catodo.

Ne deriva quindi come conseguenza logica che se la metallizzazione posteriore dello schermo fluorescente del tubo catodico può fungere da trappola ionica per gli ioni negativi, sarà sempre consigliabile disporre di una trappola ionica del tipo a magnetino, sul collo in corrispondenza del « gun », per la protezione del catodo dagli ioni positivi.

La trappola ionica va regolata agendo sul magnetino applicato esternamente sulla prima parte del collo del tubo catodico in corrispondenza al « gun » interno. Tale magnetino va lentamente ruotato e spostato assialmente in avanti o indietro, mentre il tubo catodico è in funzione, sino ad ottenere, ferme restando tutte le altre regolazioni del tubo stesso, la massima luminosità dello schermo ed un « raster » (reticolo) quanto più regolare possibile.

Allo scopo di accrescere ancor più il contrasto dell'immagine osservata in piena luce sullo schermo del tubo catodico, si è adottato per il vetro costituente lo schermo stesso, una pasta colorata in tinta neutra. Tali tipi di tubi catodici presentano lo schermo fluorescente di aspetto grigiastro (black screen).

Ne consegue che mentre la luce dell'immagine attraversa il vetro una volta sola per giungere all'occhio dell'osservatore, la luce dell'ambiente, che colpisce lo schermo nelle parti buie dell'immagine, illuminandole a scapito del contrasto, deve attraversare due volte il vetro, restando così attenuata nei confronti della prima. Naturalmente tale azione filtrante può essere

ottenuta anche collocando di fronte allo schermo chiaro del tubo catodico, uno schermo addizionale filtrante in tinta neutra.

L'aumento di contrasto provocato dal filtro neutro collocato anteriormente allo schermo fluorescente può essere così valutato:

Sia B la massima luminosità (zone bianche) di un'immagine riprodotta sullo schermo fluorescente; sia R il coefficiente di riflessione dello schermo stesso (bianco) della luce ambientale. Se allora chiamiamo Ea l'illuminazione ambientale, il rapporto fra la luminosità propria dello schermo Bp, (provocata dallo « spot ») e la luminosità per riflessione di luce ambientale dello schermo stesso (REa), è dato da $\frac{(Bp/REa)}{REa}$.

Tale rapporto rappresenta il massimo valore di contrasto dell'immagine riprodotta sullo schermo, in presenza di una illuminazione ambientale Ea.

Se ora un filtro ottico dotato di un coefficiente di trasmissione T è collocato di fronte allo schermo, la corrispondente luminosità massima dei bianchi dell'immagine è data da $Bp \times T$, mentre la luminosità dovuta alla luce ambientale è data da $R \cdot Ea \cdot T^2$ poichè tale luce ambientale è costretta ad attraversare il filtro 2 volte (una prima volta per raggiungere lo schermo fluorescente ed una seconda volta riflessa dallo schermo verso l'osservatore). Il rapporto fra la luminosità complessiva dello schermo Bo (quella propria più quella derivante dalla riflessione della luce ambientale) e la luminosità dello schermo derivante dalla sola riflessione della luce ambientale Ba, è dato da:

$$\frac{Bo}{Ba} = \frac{Bp \cdot T + R \cdot Ea \cdot T^2}{R \cdot Ea\, T^2} = \frac{Bp + REa\, T}{REa\, T}$$

Quando REa è piccola in paragone di Bp, l'effetto del filtro è di accrescere il contrasto dell'immagine, nel rapporto $1/T$, ove T è il coefficiente di trasmissione ottica del filtro stesso, inferiore all'unità. Così ad esempio con un filtro avente un coefficiente di trasmissione ottica $T = 0{,}5$ (e quindi $1/T = 2$), il contrasto dell'immagine viene praticamente raddoppiato.

La tinta del filtro deve essere « neutra » cioè il coefficiente di trasmissione T deve essere praticamente uniforme entro tutta la gamma dei colori, onde non averne un effetto cromatico selettivo.

Evidentemente l'utilità di tale filtro si manifesta quando

l'illuminazione ambientale è di intensità tale da ridurre sensibilmente il contrasto e la luminosità dello schermo è sufficientemente intensa.

Un recente perfezionamento introdotto nella tecnica d'uso dei tubi catodici per televisione è quello consistente nel rendere « ghiacciata », non lucida, la superficie esterna del vetro costituente lo schermo, allo scopo di eliminare le riflessioni delle luci ambientali che sovente deturpano l'immagine osservata. E sempre allo scopo di ridurre le citate riflessioni di luce od oggetti ambientali, si è ricorso recentemente all'adozione di tubi catodici a schermo fluorescente a curvatura cilindrica nel senso orizzontale, in unione ad una inclinazione leggera (2 gradi) verso il basso dello schermo cilindrico stesso.

Come già è stato detto in precedenza, la focalizzazione del pennello elettronico in modo da formare uno « spot » di piccole dimensioni sullo schermo fluorescente del tubo catodico, può essere ottenuta elettrostaticamente o magneticamente.

Salvo casi di particolari applicazioni televisive quali le proiezioni su grande schermo utilizzanti tubi catodici speciali ad altissima tensione anodica per i quali la focalizzazione è ottenuta elettrostaticamente, la focalizzazione generalmente usata nei tubi catodici in uso normale negli attuali ricevitori televisivi è effettuata magneticamente (ciò a causa della maggiore semplicità costruttiva del tubo catodico).

Fino a poco tempo fa, venivano usati dei magneti di focalizzazione di tipo elettromagnetico cioè costituiti da una bobina di molte spire attraversata da una corrente continua regolabile in modo da poter variare in modo opportuno il campo magnetico e quindi la messa a fuoco dello « spot » sullo schermo fluorescente.

Recentemente si è abbandonata tale tecnica dell'elettromagnete di fuoco per adottare dei magneti permanenti provvisti di uno « shunt » magnetico (fig. 40, 41) o di un traferro variabile (fig. 42) regolabili meccanicamente, in modo da variare il campo magnetico focalizzatore del pennello catodico.

Sia nel caso del magnete permanente come nel caso dell'elettromagnete, il campo magnetico necessario per la focalizzazione del pennello elettronico esce da un traferro circolare aderente al collo in vetro del tubo catodico stesso, praticato in un involucro di materiale magnetico a scatola toroidale racchiudente gli anzidetti magneti (figg. 40, 41 e 42).

Il principio della messa in fuoco magnetica si basa sul fatto che gli elettroni mobili ortogonalmente a un campo magne-

tico uniforme descrivono un arco di cerchio. In fig. 43 è rappresentato un elettrone emesso dal catodo con velocità v facente un angolo α rispetto all'asse del tubo e alla direzione del campo magnetico H; la velocità v può essere scomposta nelle sue due componenti $v \, sen \, \alpha$ e $v \cos \alpha$ rispettivamente perpendicolare e

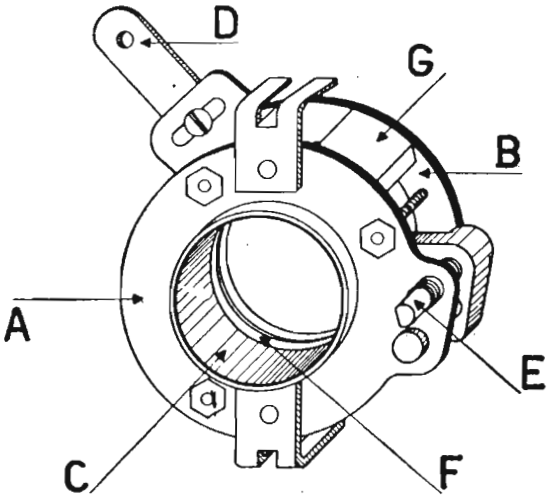


Fig. 40. — Magnete focalizzatore a traferro regolabile. A e B = guance polari; G = magnete permanente (3 disposti a 120° a stretto contatto con le due guance polari); C = manicotto cilindrico in ferro dolce scorrevole assialmente; E = vite per la traslazione assiale del manicotto E; F = traferro anulare variabile; D = levetta di centraggio.

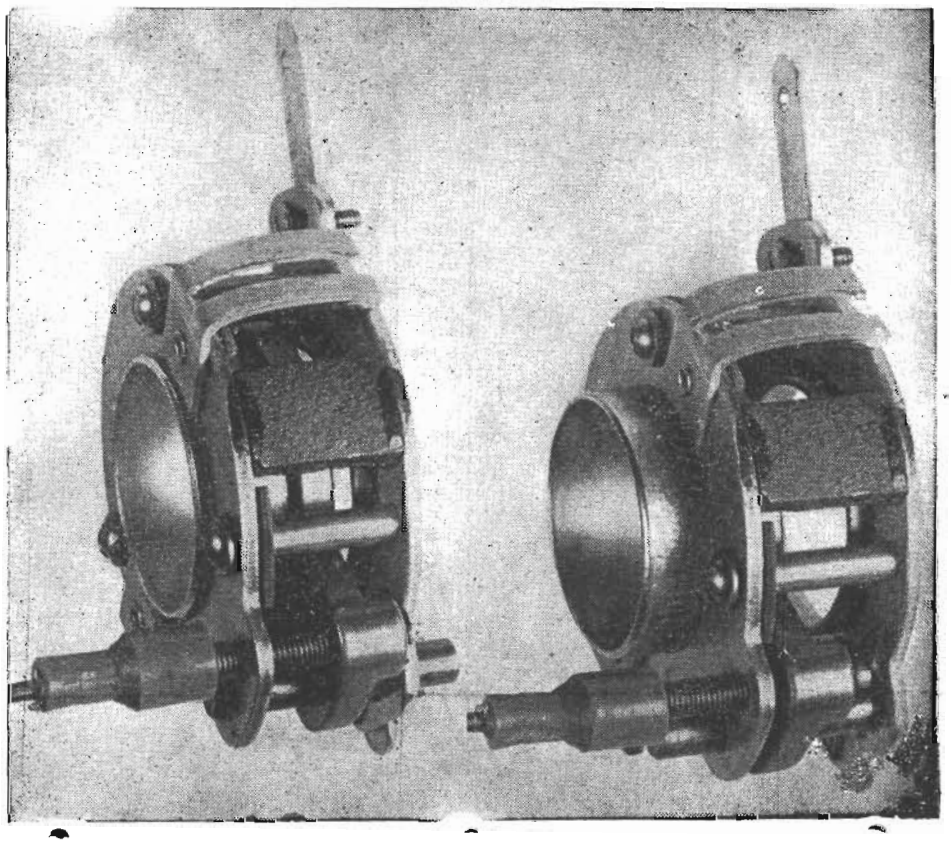


Fig. 41. — Vista di un magnete focalizzatore a traferro regolabile (costruzione G.E.).

parallela al campo H, le cui linee di forza si suppone che siano uniformi e si estendano all'intera lunghezza del tubo.

Per effetto della componente assiale della velocità l'elettrone procede parallelamente all'asse del tubo in linea retta; per effetto della componente normale all'asse l'elettrone descrive

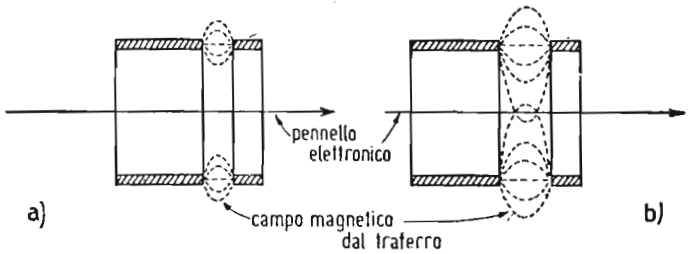


Fig. 41bis. — Dimostrazione del funzionamento del magnete focalizzatore a traferro variabile: a) traferro minimo; b) traferro massimo.

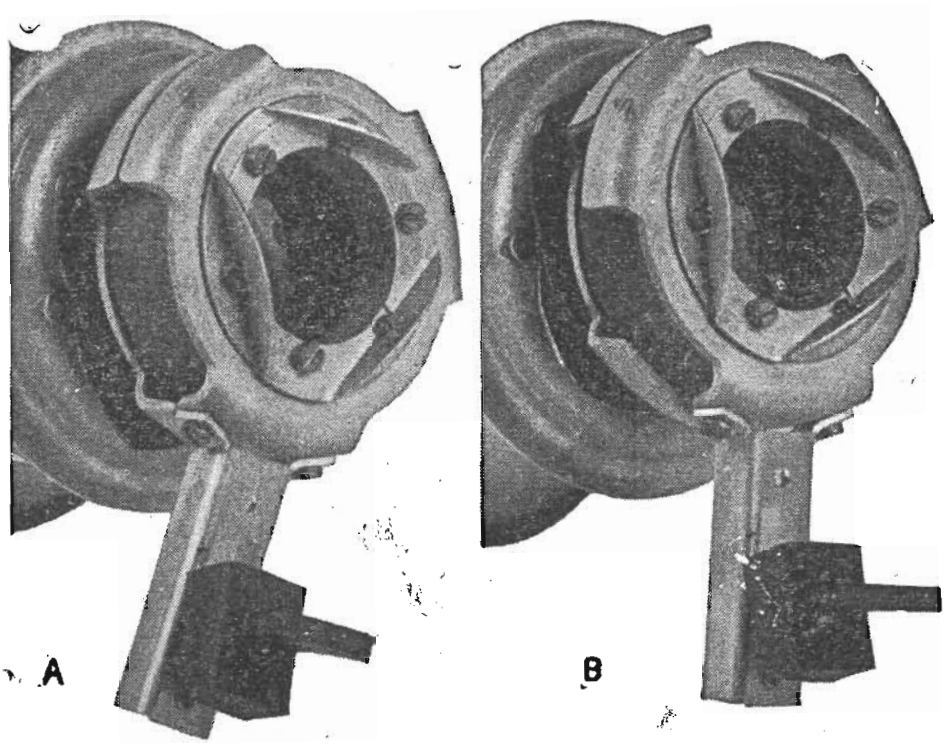


Fig. 42. — Magnete focalizzatore a « shunt » magnetico variabile. A = posizione di massimo sunt, cioè di minimo flusso del traferro anulare interno; B = posizione di medio shuntaggio magnetico.

un arco di cerchio; il moto risultante è dunque a spirale spaziale. Il raggio del cerchio descritto sotto l'influsso della componente $v \, sen \, \alpha$ vale:

$$r = \frac{m \, v \, sen \, \alpha}{e \, B}$$

con manifesto significato dei simboli.

Per percorrere un intero cerchio l'elettrone impiega il tempo:

$$t_1 = \frac{2\pi r}{v \, sen \, \alpha} = \frac{2\pi m}{e B}$$

ossia t_1 non dipende dall'angolo α di inclinazione con cui l'elettrone è stato inizialmente emesso dal catodo. Se il tempo richiesto dagli elettroni per percorrere la distanza catodo-schermo fluorescente del tubo è uguale a t_1, tutti gli elettroni convengono allo schermo sull'asse del tubo catodico e la macchia luminosa è a fuoco.

L'ipotesi che le linee di forza del campo magnetico siano uniformemente distribuite su tutta la lunghezza del tubo non

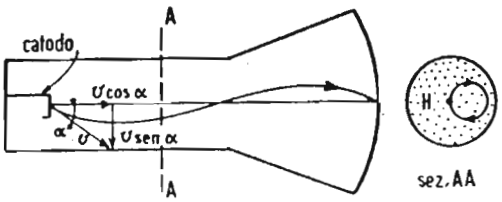


Fig. 43. — Traiettoria elettronica prodotta dal campo magnetico H di messa a fuoco agente lungo l'intera lunghezza del tubo.

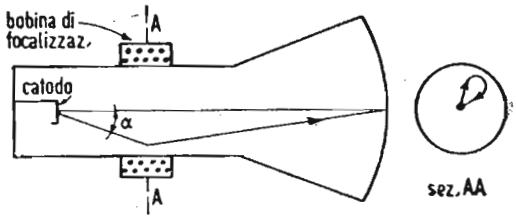


Fig. 44. — Traiettoria elettronica prodotta da un campo magnetico concentrato di messa a fuoco.

è realizzabile in pratica. Usualmente il campo è concentrato in una modesta regione per mezzo di una bobina di fuoco lunga pochi centimetri. Il complesso assume la configurazione schermatica di fig. 44. Il percorso elettronico è alquanto differente di quello di fig. 43. Un elettrone emesso dal catodo con velocità facente l'angolo α con l'asse del tubo, prosegue in linea retta secondo la direzione α finchè incontra il campo di messa a fuoco H; il tempo in cui l'elettrone subisce l'azione del campo è molto piccolo, per modo che il suo moto subisce una rapida inversione lievemente maggiore di 180°, che basta a dirigerlo verso l'asse del tubo. Superata la zona di influenza del campo l'elettrone procede in linea retta.

La posizione del magnete focalizzatore sul collo del tubo dovrebbe essere più vicina possibile allo schermo agli effetti della formazione su quest'ultimo di uno « spot » piccolo e uniforme. D'altra parte le bobine di deflessione del pennello elettronico devono essere collocate dopo la bobina focalizzatrice, verso lo schermo. Inoltre, come è stato già accennato sommariamen-

te nella Lezione IV della Dispensa 2ª e come verrà trattato con maggior dettaglio più innanzi, il potere deflettente è proporzionale alla lunghezza assiale (*l* - fig. 45) delle bobine (e perciò per grandi angoli di deflessione le bobine devono essere più lunghe).

Per ultimo, affinchè il pennello catodico focalizzato non venga alterato nel suo assetto elettronico e perciò non si producano sfocature dello « spot » nelle posizioni estreme di deflessione a causa del campo magnetico deflettente non uniforme occorrerebbe che il pennello stesso fosse più sottile possibile, ciò che richiederebbe un allontanamento della bobina focalizzatrice dello schermo.

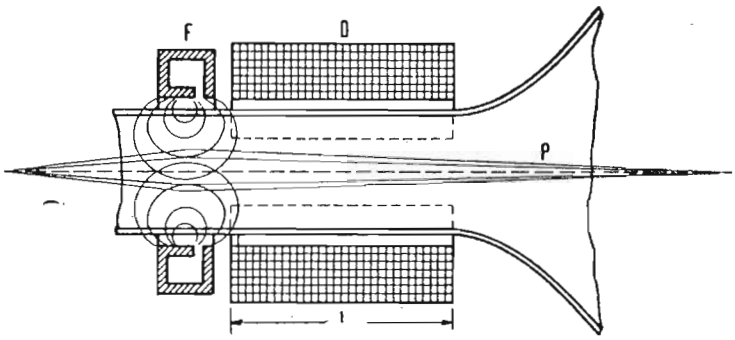


Fig. 45. — Focalizzazione magnetica. *F* = magnete o bobina di fuoco; *D* = bobine di deflessione di lunghezza assiale *l*; *P* = pennello elettronico.

Da queste esigenze, evidentemente contrastanti, nasce una condizione di compromesso per la quale la bobina focalizzatrice viene collocata immediatamente dietro le bobine di deflessione (fig. 45).

Non vogliamo inoltre passare sotto silenzio il fatto che il diametro dello « spot » varia più o meno sensibilmente, a seconda della conformazione costruttiva del « gun », in relazione alla modulazione impressagli dalla griglia di controllo. Nei picchi bianchi di modulazione lo « spot » tende ad allargarsi e la definizione diminuisce leggermente. Tale inconveniente è però ridotto a valori tollerabili nei tubi catodici di buon progetto.

Sarà opportuno accennare a qualche caratteristica particolare dei proiettori elettronici o « gun » usati nelle differenti produzioni dei tubi catodici commerciali.

Un primo tipo di « gun », così detto a triodo, è di costruzione estremamente semplice e consiste nel classico catodo a riscaldamento indiretto racchiuso nell'elettrodo di controllo o griglia pravvisto del forellino centrale per l'uscita del pennello

elettronico (obiettivo ad immersione). A questo segue immediatamente un anodo acceleratore che può essere costituito da un cilindretto metallico assiale ovvero da un semplice rivestimento di grafite conduttrice del collo in vetro del tubo catodico.

Un secondo tipo di «gun», così detto a tetrodo, è costituito dal catodo ed elettrodo di controllo (griglia), seguito da un primo ed un secondo anodo costituiti da cilindri metallici assiali.

L'unico anodo nel «gun» a triodo, ed il secondo anodo nel «gun» a tetrodo, sono collegati con l'anodo acceleratore finale costituito dal rivestimento interno di grafite conduttiva della parete imbutiforme del tubo catodico, il quale nel caso dello schermo fluorescente metalizzato è collegato allo straterello di alluminio.

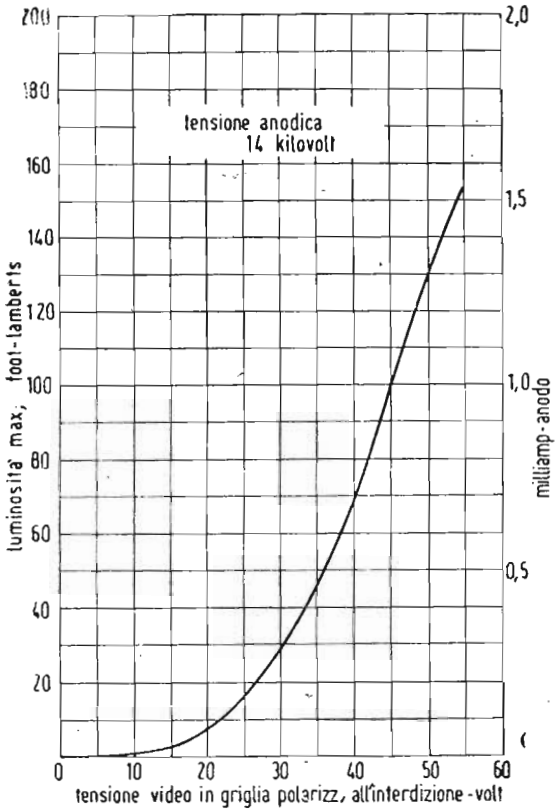


Fig. 46. — Caratteristica anodica di un tubo catodico per TV, da 17 pollici.

La corrente catodica in un tubo moderno da 14 a 24 pollici di schermo è dell'ordine del milliampere con una tensione anodica di circa 12.000 Volt. In tali condizioni di funzionamento la luminosità massima dei bianchi sullo schermo fluorescente può raggiungere il valore di 60÷80 foot-lambert.

Tali dati sono riportati nel grafico della fig. 46.

Sarà utile conoscere che la vita media di un tubo catodico moderno supera le 1000 ore di funzionamento e può facilmente superare anche le duemila ore.

IL CONTRASTO NEL TUBO CATODICO

La caratteristica di trasporto ovvero, sotto un aspetto equivalente il « gamma », di un tubo catodico, dipende essenzial-

mente da due sue caratteristiche tipiche: la caratteristica di modulazione del pennello elettronico da parte della griglia di controllo del « gun », e la caratteristica di responso luminoso dello schermo fluorescente o meglio del fosforo deposto su di esso, nei rispetti della modulazione impressa sul pennello elettronico.

La caratteristica totale del tubo catodico, che ne consegue, è rappresentata in fig. 46.

In linea generale il tubo catodico tende ad accentuare il contrasto dell'immagine originale in quanto che possiede un « gamma » da 2 a 3; e questa particolare caratteristica deve essere compensata dalla catena di trasmissione, sia con una adatta illuminazione delle scene dallo « studio », che facendo uso di film poco contrastati od aventi comunque una dinamica dei contrasti molto compressa.

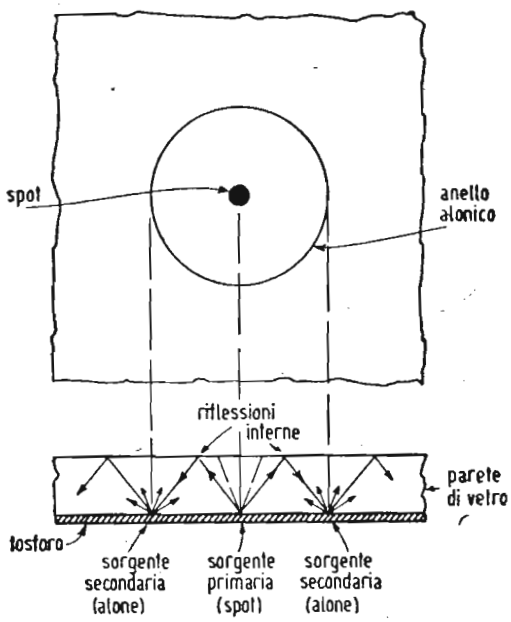


Fig. 47. — Riflessioni parassite nello schermo fluorescente dei tubi catodici, con formazione di alone anulare.

E' bene però notare che tale particolare caratteristica del tubo catodico televisivo deve intendersi per zone dello schermo fluorescente piuttosto distanti fra di loro, poichè per le aree in prossimità immediata dello « spot » analizzatore, il contrasto fra tali piccole aree viene notevolmente ridotto per un altro fenomeno.

Tale fenomeno secondario è costituito dall'alone luminoso che si manifesta intorno allo « spot » luminoso sulla superficie fluorescente.

Tale alone disturbante è provocato da due principali cause:

La prima di queste consiste nel fatto che i cristallini che costituiscono il fosforo fluorescente emettono la loro luce in tutte le direzioni e non solamente verso il fronte anteriore di osservazione: in tal caso si formerà intorno allo « spot », una macchia illuminata più o meno larga, costituita dalla illuminazione secondaria del fosforo intorno al piccolo punto luminoso effettivamente colpito dal pennello elettronico.

La seconda causa di produzione di alone è costituita dal fatto che la parete di vetro del tubo sulla cui faccia interna è depositato il fosforo fluorescente, possiede un certo spessore: la superficie anteriore di tale parete in vetro riflette posteriormente i raggi luminosi provenienti dallo « spot » luminoso e attraversanti lo spessore di vetro (vedi fig. 47).

E' facile comprendere che in tali circostanze tutta una zona anulare circondante lo « spot », viene ad essere illuminata per tali riflessioni di luce attraverso la parete in vetro dello schermo del tubo catodico, riducendo così il contrasto fra le piccole aree chiare e le piccole aree scure in tale zona.

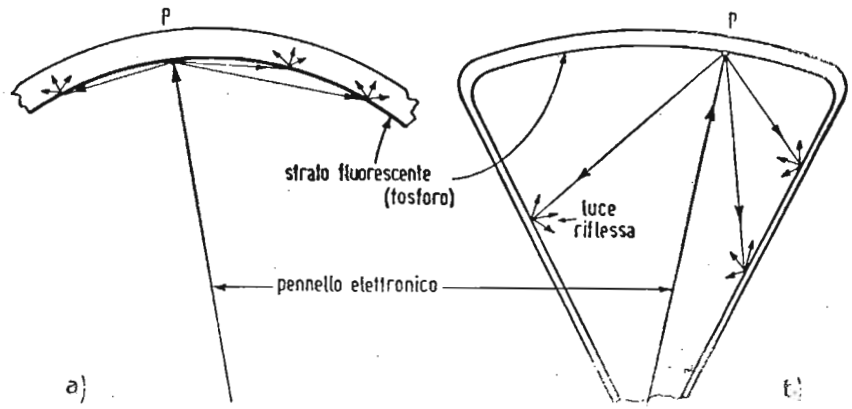


Fig. 48. — Cause interne di diminuzione del contrasto nei tubi catodici TV. a) illuminazione secondaria dello schermo concavo; b) illuminazione posteriore dello schermo per riflessione delle pareti interne.

Va infatti tenuto ben presente che parlando di contrasti, dell'immagine fornita dallo schermo di un tubo catodico, ci si trova in circostanze ben differenti da quelle di un'immagine fotografica o stampata, comunemente osservata per riflessione. Infatti, mentre in quest'ultima esistono ben visibili e definite le aree bianche grigie e nere, lo schermo del tubo catodico è fondamentalmente bianco. Tale schermo noi lo vediamo nero in assenza totale di luce sia esterna che generata dallo « spot ». Ed in tali condizioni si riferisce il « gamma » da 2 a 3 citato più sopra. Queste condizioni di osservazione ideale non sono praticamente mai rispettate in quanto chè sullo schermo può cadere luce dall'ambiente ovvero riflessa dalle pareti interne del tubo stesso (fig. 48 b) qualora lo strato fluorescente non sia metallizzato posteriormente come già si è visto. Vi è poi il fenomeno dell'alone, poc'anzi esaminato, che riduce il contrasto nelle aree limitrofe allo « spot » luminoso.

Agli effetti della riduzione di contrasto, lo schermo fluore-

scente di un tubo catodico viene illuminato oltre che dalle riflessioni provenienti dalle pareti ed organi interni del tubo stesso, anche direttamente dalla luce dello « spot » se, come sempre accade, la parete in vetro recante il fosforo è concava verso l'interno.

E' facile infatti vedere (fig. 48 a) come ogni punto luminoso P sullo schermo (« spot ») possa illuminare tutta la superficie interna dello schermo stesso.

I predetti inconvenienti causati dalla illuminazione secondaria posteriore dello schermo da parte dello « spot », vengono

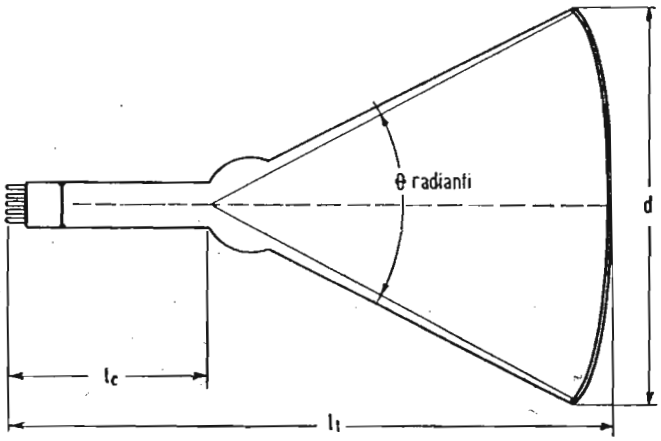


Fig. 49. — Caratteristiche dimensionali dei tubi catodici per TV. l_c = lunghezza del collo; l_t = lunghezza totale; d = diametro o diagonale dello schermo; Θ = angolo di deflessione.

a cessare con l'adozione della metallizzazione posteriore (alluminazione) dello schermo stesso, pratica oggi diffusissima.

Da tutte le considerazioni che precedono risulta che la dinamica media dei contrasti praticamente ottenibili da un tubo catodico televisivo non può superare il valore di 1/20 a 1/50.

Ciò che caratterizza correntemente un tubo catodico TV è il diametro o la dimensione rettangolare (diagonale) del suo schermo, il quale determina le dimensioni dell'immagine ed in via secondaria anche le dimensioni del mobile che racchiude il televisore.

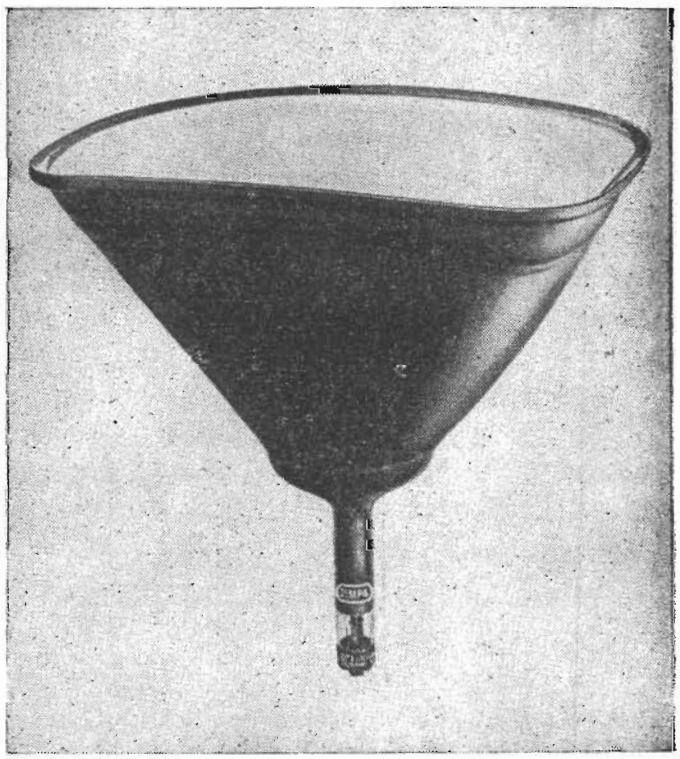
Le dimensioni dello schermo, la profondità assiale e l'angolo di deflessione del pennello elettronico, sono tre elementi basilari nella costruzione di un tubo catodico televisivo (fig. 49).

Naturalmente, maggiori sono le dimensioni dello schermo e maggiore è l'angolo di deflessione del pennello elettronico, qualora venga lasciata inalterata praticamente la profondità

assiale del tubo catodico stesso. Oggi si costruiscono tubi catodici con angoli di deflessione fino a 114° ed in tali condizioni l'energia di deflessione deve essere notevolmente accresciuta. Di questo problema e di quello strettamente connesso alla linearità della deflessione stessa su tali grandi angoli, verrà trattato in altra lezione.

Naturalmente tali angoli di deflessione così ampi si possono ottenere unicamente con tubi catodici a deflessione magnetica.

Uno dei principali requisiti meccanici di un tubo catodico



Tubo catodico metallico a schermo rettangolare da 24 pollici.

è la capacità di resistenza alla pressione atmosferica del bulbo totalmente o parzialmente in vetro. Tale pressione è infatti di 1 kg. per cmq. Uno schermo rettangolare delle dimensioni di cm 40 × 30, cioè 1200 cmq, dovrà pertanto sostenere una pressione globale di 1,2 tonnellate. Il rimanente della superficie del tubo che si può valutare all'incirca a 2000 cmq dovrà pur esso sostenere altre 2 tonnellate di pressione.

Per tali ragioni la superficie vitrea dello schermo del tubo

catodico è sempre più o meno convessa verso l'esterno perchè meccanicamente più resistente.

Ad ovviare al pericolo di eventuali « implosioni » del tubo catodico, di fronte allo schermo fluorescente dei televisori viene ordinariamente collocato uno schermo protettivo in vetro chiaro o filtrante (neutro).

L'aumento delle dimensioni dello schermo di visione del tubo catodico con relativo grande angolo di deflessione ha fatto sorgere numerosi problemi tecnici, due fra i quali molto importanti ai fini della qualità e dell'estetica dell'immagine riprodotta.

Il primo di tali problemi riguarda la focalizzazione dello « spot » che dovrebbe rimanere inalterata su tutta la superficie dello schermo coperta dall'azione combinata delle due deflessioni verticale e orizzontale. Ciò non è sempre possibile ottenere a causa dell'influenza dei campi magnetici deflettenti sull'azione del campo magnetico focalizzatore del pennello elettronico.

Conformando opportunamente le bobine di deflessione è possibile raggiungere un soddisfacente compromesso in modo da poter ottenere una sufficiente uniformità di focalizzazione dello « spot » entro tutta la superficie dello schermo fluorescente.

Il secondo problema che si presenta nelle deflessioni a grande angolo è quello della geometria del rettangolo di scansione (« raster » o reticolo). Infatti molto sovente i lati del rettangolo sono incurvati verso l'interno (« pincushion ») e tale deformazione è altresì favorita dalla particolare conformazione che si dovrebbe dare alle bobine deflettenti per ottenere, come si è visto or ora, l'uniformità di focalizzazione dello « spot » su tutta l'area del rettangolo stesso.

Un metodo recentemente adottato per correggere le deformazioni geometriche del « raster » nei tubi catodici a schermo di grandi dimensioni è quello di disporre lateralmente ai quattro bordi dello schermo rettangolare, dei magnetini aderenti al vetro tali da deformare in senso opposto (e quindi correggere) la deformazione esistente (« antipincushion »).

Domande alle quali l'allievo deve rispondere

NORME. — Per ogni domanda, sono già indicate quattro risposte, (**a**, **b**, **c**, **d**) una delle quali è l'esatta. L'allievo dovrà segnare con un tratto a penna o matita una delle quattro lettere **a**, **b**, **c**, **d**, riportate nella colonna a fianco della domanda per indicare qual'è la risposta da lui ritenuta esatta.

ESEMPIO

(la risposta **d** è quella ritenuta esatta) a): b): c): ~~d)~~

DOMAMDA	RISPOSTE (segnare quella che ritiene esatta)
1. In un circuito di sincronizzazione orizzontale con oscillatore sinoidale Hartley l'azione del C.A.F.F. è quella di: **a)** variare la costante di tempo che determina l'onda rilassata; **b)** variare l'induttanza equivalente del tubo a reattanza in parallelo al circuito accordato; **c)** permettere il passaggio di corrente anodica del tubo oscillatore solo quando la tensione generata localmente e quella di sincronismo coincidano in frequenza e fase; **d)** bloccare l'oscillatore quando tende ad accelerare.	a): b): c): d):
2. Un circuito C.A.F.F. da quali vincoli è legato ad un determinato standard TV? **a)** da nessun vincolo; **b)** dalla frequenza di riga; **c)** dalla frequenza di quadro; **d)** dalla polarità della modulazione.	a): b): c): d):
3. Un circuito C.A.F.F. progettato per lo standard americano 525 righe - 30 immagini, modulazione video negativa, può funzionare ugualmente bene con lo standard italiano? **a)** praticamente sì; **b)** no; **c)** occorre modificare il circuito dell'oscillatore di riga; **d)** occorre modificare il circuito di controllo automatico della frequenza.	a): b): c): d):
4. Un circuito C.A.F.F. progettato per lo standard inglese 405 righe, 25 immagini, modulazione po-	

sitiva, può funzionare ugualmente bene con lo standard italiano?
a) sì; **b)** occorre modificare il solo circuito dell'oscillatore di riga; **c)** occorre modificare il solo circuito del controllo automatico di frequenza; **d)** occorre modificare i valori circuitali dell'oscillatore di riga e del controllo automatico di frequenza. **a): b): c): d):**

5. Nello schema di C.A.F.F. illustrato in fig. 1 (Lezione XXI) qual è l'elemento su cui viene ad agire il controllo automatico di frequenza?
a) un tubo a reattanza; **b)** il tempo di interdizione del multivibratore; **c)** una resistenza variabile; **d)** un condensatore variabile. **a): b): c): d):**

6. Qual'è il circuito più semplice ed economico (ma praticamente efficiente) di C.A.F.F. illustrato nella Lezione XXI e XXII?
a) il circuito General Eletric di fig. 1; **b)** il circuito RCA di fig. 5; **c)** il circuito ad un solo tubo di fig. 11; **d)** il circuito di fig. 13. **a): b): c): d):**

7. Nel circuito PYE di fig. 20, qual'è la funzione dei due raddrizzatori al germanico C_{r2} e C_{r3}?
a) funzionano come i due diodi di un discriminatore; **b)** rivelano il segnale video; **c)** rivelano il segnale sincro riga per applicarlo all'oscillatore di deflessione; **d)** raddrizzano il segnale sincro riga per polarizzare il tubo amplificatore di deflessione. **a): b): c): d):**

8. Perchè vi sono molti tipi di circuiti C.A.F.F.?
a) perchè il C.A.F.F. è molto importante e caratterizza l'efficienza pratica del televisore; **b)** perchè si usano molti tipi di valvole differenti; **c)** perchè i costruttori adottano soluzioni cervellotiche; **d)** perchè data la scarsa importanza della questione qualsiasi circuito si adatta allo scopo. **a): b): c): d):**

9. Qual'è la funzione dell'elettrodo di controllo o griglia in un tubo catodico?
a) la messa a fuoco dello « spot »; **b)** la modulazione in intensità del pennello elettronico; **c)** variare la velocità degli elettroni del pennello analizzatore; **d)** deflettere il pennello elettronico. **a): b): c): d):**

10. Qual'è la funzione del proiettore eelettronico o « gun » in un tubo catodico?
a) la messa a fuoco dello « spot »; **b)** la deflessione del pennello elettronico; **c)** la produzione del pennello elettronico; **d)** l'arresto degli ioni. **a): b): c): d):**

11. Che cosa si deve intendere per tubo catodico a « triodo »?

a) che possiede due elettrodi; b) che possiede tre elettrodi; c) che possiede quattro elettrodi; d) che possiede cinque elettrodi. a); b); c); d);

12. Che cosa si deve intendere per tubo catodico a « tetrodo »?
a) che possiede due elettrodi; b) che possiede tre elettrodi; c) che possiede quattro elettrodi; d) che possiede cinque elettrodi. a); b); c); d);

13. Quali sono gli elettrodi in un tubo catodico a « triodo »?
a) catodo, griglia ed anodo unico; b) catodo, griglia, 1° anodo, 2° anodo; c) filamento riscaldatore, catodo, griglia; d) griglia, 1° anodo, 2° anodo. a); b); c); d);

14. Quali sono gli elettrodi in un tubo catodico a « tetrodo »?
a) catodo, griglia, 1° anodo, 2° anodo; b) catodo, griglia, 1° anodo; c) filamento riscaldatore, catodo, griglia e anodo unico; d) griglia, 1° anodo, 2° anodo, 3° anodo. a); b); c); d);

15. Che cosa si deve intendere per schermo metallizzato (o alluminato) in un tubo catodico?
a) una metalizzazione della superficie vitrea esterna analogamente agli obiettivi fotografici « azzurrati »; b) l'esistenza di uno straterello di alluminio di piccolissimo spessore sulla faccia interna dello schermo fluorescente; c) l'esistenza di uno straterello conduttore sulle pareti interne del tubo; d) l'esistenza di una parte metallica (parte imbutiforme) del bulbo del tubo catodico. a); b); c); d);

16. A che cosa serve la trappola ionica?
a) a mettere a fuoco la macchia catodica sullo schermo fluorescente; b) a centrare l'immagine sullo schermo fluorescente; c) a deviare gli elettroni in modo che si depositino sugli elettrodi del proiettore; d) a deviare gli ioni in modo che si depositino sugli elettrodi del proiettore. a); b); c); d);

17. Come si regola una trappola ionica?
a) al minimo della luminosità dello schermo; b) al massimo della luminosità dello schermo; c) alla minima deformazione dell'immagine; d) alla massima deflessione del pennello elettronico. a); b); c); d);

18. Qual'è la pressione atmosferica che sopporta lo schermo di un tubo catodico?
a) 100 kg per cm^2; b) 10 kg per cm^2; c) 5 kg per cm^2; d) 1 kg per cm^2. a); b); c); d);

19. Qual'è la ragione principale dell'adozione dello schermo rettangolare nei tubi catodici televisivi?
a) migliore focalizzazione dello « spot »; **b**) maggior facilità di deflessione del pennello esploratore; **c**) minore ingombro e dimensioni del mobile del televisore; **d**) miglior rendimento luminoso.

a): b): c): d):

20. Qual'è il principale vantaggio offerto dal tubo catodico a schermo alluminato?
a) necessità di una minore tensione anodica; **b**) fornisce immagini più luminose e più contrastate; **c**) assorbe minore corrente anodica; **c**) è meno pericoloso agli effetti dell'implosione;

a): b): c): d):

21. Qual'è un ulteriore vantaggio oltre a quello della domanda precedente offerto dalla metalizzazione posteriore dello schermo fluorescente del tubo catodico?
a) assorbe e neutralizza gli ioni positivi; **b**) assorbe e neutralizza gli ioni negativi; **c**) assorbe e neutralizza tracce di gas residui; **d** riflette gli elettroni secondari.

a): b): c): d):

22. Qual'è il vantaggio offerto dallo schermo « nero » (grigio) dei tubi catodici per televisione?
a) riduce le riflessioni ambientali; **b**) aumenta il contrasto dell'immagine in un ambiente buio; **c**) aumenta il contrasto dell'immagine in piena luce; **d**) offre maggior sicurezza all'implosione;

a): b): c): d):

23. Se in luogo di adottare uno schermo di vetro « nero » (grigio) si usa un tubo catodico a schermo chiaro e si colloca dinanzi a tale schermo un vetro « nero » (grigio - tinta neutra), si ottiene lo stesso vantaggio della domanda precedente?
a) sì; **b**) no; **c**) in minor misura; **d**) in maggior misura.

a): b): c): d):

24. In un tubo catodico TV a deflessione e focalizzazione magnetiche, la bobina (od il magnete) di fuoco, come è collocato sul collo del tubo nei rispetti delle bobine deflettenti?
a) dopo, cioè più vicino allo schermo; **b**) prima, cioè più vicino al « gun »; **c**) fra la bobina di riflessione verticale e quella di deflessione orizzontale; **d**) prima del « gun » presso lo zoccolo del tubo.

a): b): c): d):

25. In che punto del collo del tubo catodico viene collocato il magnetino della trappola ionica?
a) prima del « gun » presso lo zoccolo del tubo; **b**) in corrispondenza del « gun »; **c**) dopo il « gun » ma prima del magnete o bobina di fuo-

co; **d**) fra la bobina o magnete di fuoco e le bobine di deflessione.

a): b): c): d):

26. E' preferibile un tubo catodico con elettrodi a struttura triodica ovvero con elettrodi a struttura tetrodica?
a) a struttura triodica; **b**) a struttura tetrodica; **c**) non vi è alcuna differenza agli effetti funzionali su un televisore; **d**) la preferenza è legata allo standard TV adottato.

a): b): c): d):

27. E' possibile sostituire su un televisore, un tubo catodico a struttura triodica con un altro a struttura tetrodica?
a) sì, senza alcuna modifica; **b**) no; **c**) occorrono lievi modifiche al circuito; **d**) occorrono notevoli modifiche al circuito.

a): b): c): d):

28. Quale modifica principale occorre apportare ad un televisore per sostituire un tubo a struttura triodica con un altro a struttura tetrodica?
a) aumento della tensione anodica; **b**) diminuzione della tensione anodica; **c**) cambio delle bobine o magnete di fuoco; **d**) provvedere ad applicare al 1° anodo la necessaria tensione positiva, derivandola dall'alimentazione anodica generale del televisore.

a): b): c): d):

29. Come si distingue su un televisore in funzione, se il tubo catodico è del tipo a schermo metallizzato (alluminato) o meno?
a) misurando la corrente anodica; **b**) osservando il contrasto dell'immagine; **c**) osservando l'interno del televisore dalla parte posteriore: se il tubo catodico non è a schermo alluminato il bordo dello schermo appare illuminato, mentre se lo schermo è alluminato il bordo è scuro; **d**) dalla presenza della trappola ionica.

a): b): c): d):

30. Qual'è lo scopo dello schermo trasparente collocato anteriormente allo schermo del tubo catodico nei televisori?
a) a scopo ottico correttivo; **b**) a scopo di assorbimento di radiazioni nocive; **c**) a scopo puramente estetico; **d**) a scopo di sicurezza contro l'implosione eventuale del tubo catodico.

a): b): c): d):

31. Da cosa è originata la macchia ionica sullo schermo fluorescente di un tubo catodico?
a) dal bombardamento elettronico; **b**) dal bombardamento di ioni positivi; **c**) dal bombardamento di ioni negativi; **d**) dall'alterazione chimica spontanea dello strato di materiale fluorescente

a): b): c): d):

Domande e risposte su argomenti trattati nel 3° gruppo di 6 lezioni (Dispense 10ª, 11ª, 12ª,).

DOMANDE

1. Qual'è il principio del C.A.F.F. applicato alla sincronizzazione orizzontale?

2. Quali sono i principali sistemi di C.A.F.F.?

3. Un oscillatore di riga controllato dal C.A.F.F. deve essere regolato in modo che la sua frequenza libera sia uguale a quella che avrebbe in assenza del C.A.F.F.?

4. Qual'è il vantaggio principale offerto dal dispositivo C.A.F.F. in un ricevitore televisivo?

5. Il dispositivo C.A.F.F. è proprio indispensabile in un ricevitore televisivo?

6. Perchè non viene usato il C.A.F.F. nell'oscillatore verticale?

7. I circuiti di deflessione e C.A.F.F. quali strumenti di misura richiedono per la loro realizzazione e controllo?

8. Perchè la deflessione magnetica è preferita nei moderni tubi catodici riceventi, nei rispettivi della deflessione elettrostatica?

9. Qual'è l'effetto sull'ampiezza della deflessione elettromagnetica se, a parità di altre condizioni, la tensione anodica (2° anodo) viene aumentata?

10. In qual modo si possono ridurre le riflessioni ambientali sullo schermo del tubo catodico di un televisore?

11. E' utile la trappola ionica nel tubo catodico? Per quali motivi?

12. Per quale ragione non è necessario un forte « filtraggio » della E.A.T. per l'anodo del tubo catodico, ottenuta dalle oscillazioni deflettenti orizzontali?

13. Quali sono le funzioni del rivestimento interno in grafite (acquadag) del bulbo del tubo catodico?

14. Che cosa si intende per « persistenza » o « rimanenza » del « fosforo » di uno schermo fluorescente di tubo catodico?

15. Quali sono gli inconvenienti arrecati ad uno schermo fluorescente televisivo se il « fosforo » possiede una lunga od una corta persistenza?

16. Quali sono le cause per le quali una buona parte della luce emessa da ciascun cristallino elementare componente il « fosforo » di uno schermo televisivo non raggiunge l'occhio dell'osservatore?

17. Quali unità fotometriche vengono usate per misurare la luminosità (brillanza) di uno schermo fluorescente televisivo?

RISPOSTE

1. Il mantenimento del sincronismo degli oscillatori di riga secondo il principio del C.A.F.F. riposa sul confronto del segnale generato dall'oscillatore locale orizzontale col segnale sincro-riga ottenuto per rivelazione e separazione dall'onda sincronizzante irradiata dal trasmettitore. Il confronto riguarda la fase e la frequenza dei due segnali. Un circuito discriminatore traduce le differenze di fase e di frequenza in una tensione continua correttrice, di polarità dipendente dall'anticipo o dal ritardo del segnale locale rispetto al sincro; questa tensione di correzione (o di errore) varia la polarizzazione del generatore orizzontale in modo da correggerne lo slittamento di frequenza. Se i segnali confrontati sono esattamente isofrequenziali non si ricava nessuna tensione di correzione, mentre questa si genera solo se i due segnali sono sfasati tra loro.

2. **a)** con oscillatore sinoidale, discriminatore a doppio diodo e tubo a reattanza controllato dalla tensione continua di errore. La tensione subisce varie trasformazioni fino a presentare la forma richiesta per la deviazione con corrente a dente di sega;
b) con multivibratore e segnale di confronto orizzontale a dente di sega, discriminatore con o senza amplificatore a c.c. (synchroguide);
c) a durata di impulso o modulazione di larghezza (synchrolock).

3. No. In assenza del C.A.F.F. l'oscillatore deve essere regolato su una frequenza lievemente inferiore a quella di sincronismo, per modo che l'impulso sincronizzante agisca prima della fine del ciclo libero. In

presenza del C.A.F.F. la frequenza del generatore locale deve essere il più possibile vicina a quella di sincronismo, alla quale è riportata automaticamente per effetto del C.A.F.F. stesso.

4. Il principale vantaggio offerto dal C.A.F.F. è quello di stabilizzare la scansione orizzontale rendendola praticamente insensibile ai disturbi captati dall'antenna.

5. No. Il C.A.F.F. non è strettamente indispensabile, particolarmente per ricevitori TV destinati a funzionare in prossimità di una emittente televisiva o comunque ove vi è un forte campo elettro-magnetico (oltre i 3000 microvolt/metro) e tale da soffocare i disturbi.

6. Perchè a causa della frequenza molto bassa (50 Hertz) la stabilità delle oscillazioni non è generalmente compromessa dai disturbi.

7. Per il controllo e verifica di circuiti di deflessione e C.A.F.F. occorre un buon voltmetro elettronico (voltmetro a valvole) ed un buon oscilloscopio per televisione (a banda passante di almeno 1 MHz).

8. Nei moderni tubi catodici riceventi a grande angolo di deflessione, le piastrine deflettenti impedirebbero l'ottenimento di tali grandi angoli (70° e più) poichè il pennello elettronico verrebbe ad urtare contro le piastrine stesse. Ciò non si verifica nella deflessione magnetica ove l'unico impedimento al massimo angolo di deflessione è il collo del tubo catodico nele punto ove si attacca alla parte imbutiforme.

9. Aumentando la tensione anodica, la velocità degli elettroni del pennello esploratore aumenta e la deflessione diminuisce in proporzione inversa alla radice quadrata della tensione anodica acceleratrice.

10. Per ridurre le fastidiose riflessioni di luci ambientali (finestre, lampade, ecc.) sullo schermo in vetro dei televisori, si sono escogitati i seguenti mezzi:
    a) ghiacciatura o smerigliatura della superficie esterna dello schermo catodico;
    b) profilo cilindrico, con generatrice verticale, dello schermo del tubo catodico;
    c) inclinazione verso il suolo (circa 2 gradi sulla veerticale) dello schermo fluorescente;
    d) inclinazione verso il suolo (circa 4 gradi sulla verticale del vetro protettivo anteriore allo schermo fluorescente.

11. La presenza della trappola ionica è molto utile nei tubi catodici moderni con forti tensioni anodiche acceleratrici. Essa serve a deviare, e quindi neutralizzare sulle pareti degli elettrodi del « gun », sia gli ioni negativi che provocherebbero la macchia ionica sullo schermo fluorescente, sia gli ioni positivi che provocherebbero la disintegrazione del catodo.

12. La tensione anodica (E.A.T.) ottenuta dalle oscillazioni deflettenti

orizzontali, necessita solo di un lieve filtraggio per le due seguenti ragioni principali:

a) la frequenza relativamente alta (15750 periodi) delle oscillazioni raddrizzate consente la rapida ricarica del condensatore di filtro, il quale nei recenti tubi catodici a grande schermo dai (17 pollici) è costituito dai due rivestimenti conduttori esterno ed interno del bulbo in vetro del tubo stesso;

b) la debole corrente anodica assorbita dal tubo catodico che non riesce a scaricare apprezzabilmente il condensatore filtro nel rapido ciclo di carica del raddrizzatore: la prova di ciò è data dal fatto che in molti televisori in funzione, se si toglie improvvisamente l'alimentazione in alternata, permane ancora per qualche secondo uno « spot » luminoso immobile sullo schermo fluorescente.

13. Il rivestimento delle pareti interne del bulbo in vetro dei tubi catodici con una vernice grafitica colloidale (chiamata commercialmente « acquadag ») ha gli scopi seguenti:

a) funge da ultimo anodo nella struttura elettrodica del tubo catodico ed ha quindi influenza sulla focalizzazione e sulla luminosità dello « spot »;

b) capta gli elettroni secondari emessi dallo schermo fluorescente sotto il bombardamento degli elettroni primari del pennello esploratore;

c) costituisce una delle armature (l'altra armatura è un analogo rivestimento esterno del bulbo del tubo) del condensatore di filtro dell'alta tensione anodica (E.A.T.).

14. Con la definizione di « persistenza » o meglio « tempo di persistenza » (« decay time ») si intende il tempo che impiega la luminosità dello « spot » sullo schermo fluorescente di un tubo catodico, a scendere ad una data frazione del valore inizialee, quando viene rimossa l'eccitazione provocata dal pennello elettronico. Tale caratteristica riportata in una curva avente per ascisse il tempo (in millisecondi) e per ordinata la brillanza (in « foot-lambert ») rivela un andamento approssimativameente logaritmico.

15. Una « persistenza » molto lunga di uno schermo TV darebbe immagini confuse e poco definite perchè ogni immagine verrebbe a sovrapporsi a quella precedente non ancora scomparsa. Inoltre gli oggetti in movimento apparirebbero con una coda sfumata posteriormente al senso del moto. Una « persistenza » troppo breve darebbe immagini poco luminose e sfarfallanti.

16. La luce emessa da ogni elemento cristallino di materia fluorescente (fosforo) è soggetta a numerose perdite, le principali sono:

a) la materia fluorescente essendo opaca, non permette di trasmettere verso la faccia dello schermo, la luce generata sulla faccia posteriore interna;

b) ciononostante attraverso le discontinuità dello strato fluorescente (punti di contatto fra i vari cristallini elementari una parte di luce può raggiungere la faccia anteriore, con molte perdite per assorbimento e dispersione;

c) una parte di luce viene riflessa indietro dalla superficie vitrea interna dello schermo del tubo;

d) una parte della luce che è riuscita a penetrare nello spessore del vetro costituente lo schermo, viene riflessa indietro dalla superficie esterna, verso quella interna dello schermo stesso, provocando riflessioni multiple;
e) la luce all'uscita dallo schermo vitreo verso l'occhio dello spettatore, subisce un considerevole grado di rifrazione passando da vetro ad aria.

17. La brillanza di uno schermo fluorescente di tubo catodico viene generalmente misurata in « foot-lamberts »; 1 « foot-lambert » è uguale a 10,76 apostilb ovvero a $3{,}43 \times 10^{-4}$ candele/cm^2.

Autorizzazione del Tribunale di Milano 16-1-61 - N. 5502 del Registro
Direttore responsabile ALFONSO GIOVENE - Proprietà della Editrice Il Rostro
Distribuzione in abbonamento postale - Gruppo II
Distribuzione STE - Milano

CORSO
TEORICO - PRATICO DI
TELEVISIONE

DISPENSA

N. 16

SOMMARIO

— Chiave per le risposte alle domande della DISPENSA XV (Lezioni XXII, XXIII, XXIV, XXV)

— LEZIONE XXVI:
La deviazione magnetica - Caratteristiche dell'amplificatore di deviazione - Effetto delle capacità distribuite in parallelo alla bobina di deviazione.

— LEZIONE XXVII:
Il diodo smorzatore - Il triodo smorzatore - Il diodo economizzatore (diodo di efficienza o rendimento) in parallelo alla bobina di deviazione - Il diodo incrementatore (booster) in serie alla bobina di deviazione - Il diodo per l'E.A.T. dallo stadio finale di riga - Pratiche considerazioni sullo stadio finale orizzontale comportante i diodi incrementatore ed E.A.T.

TUTTI I DIRITTI RISERVATI ALLA EDITRICE IL ROSTRO - MILANO

TIPOGRAFIA EDIZIONI TECNICHE - MILANO - VIA BALDO DEGLI UBALDI, 6

Chiave per le risposte alle domande della dispensa 15ª (lezioni XXII, XXIII, XXIV e XXV)

Numero della domanda	Risposta esatta
1	b)
2	b)
3	a)
4	d)
5	b)
6	b)
7	a)
8	a)
9	b)
10	c)
11	b)
12	c)
13	a)
14	a)
15	b)
16	d)
17	b)
18	d)
19	c)
20	b)
21	b)
22	c)
23	a)
24	b)
25	b)
26	c)
27	c)
28	d)
29	c)
30	d)
31	c)

LEZIONE XXVI

LA DEVIAZIONE MAGNETICA

Un campo magnetico esercita una forza sopra un corpuscolo carico in moto in direzione perpendicolare al campo. Questo principio è fondamentale per la deviazione magnetica del pennello elettronico nei tubi catodici.

Il campo magnetico viene creato all'interno del tubo mediante due elettromagneti, a nucleo di ferro o in aria, posti all'esterno del tubo. Ciascun elettromagnete è composto di una coppia di bobine fra loro in serie; si hanno cioè 4 bobine, due per la deviazione in senso orizzontale poste una sopra e l'altra sotto all'asse del raggio elettronico, due per la deviazione in senso verticale poste una a sinistra e l'altra a destra dell'asse del raggio elettronico.

La corrente del fascetto elettronico proveniente dal proiettore del tubo presenta un campo magnetico proprio che reagisce col campo magnetico prodotto dalle due coppie di bobine di deviazione, producendo una forza che devia gli elettroni in direzione perpendicolare sia all'asse del raggio, sia al campo magnetico deviante.

Poichè il fascetto catodico è composto di elettroni in moto, esso equivale a una corrente elettronica. L'azione di un campo magnetico deviatore sopra un elettrone in moto è analoga a quella che subisce in un motore un conduttore percorso da corrente e posto in un campo magnetico.

Si consideri la fig. 1-a) in essa il conduttore l è percorso da corrente ed è normale alla direzione del campo magnetico H. Il campo magnetico proprio della corrente I reagisce col campo esterno e provoca una forza ponderomotrice che fa spostare il conduttore nella direzione OF perpendicolare sia ad I, sia ad

H. In fig. 1-a lo spostamento è nel senso che il conduttore tende ad uscire dal piano del disegno.

In fig. 1-b) si suppone che il conduttore *l* sia normale al piano del disegno; il flusso elettronico è diretto fuori dal foglio; le linee di forza del campo proprio circondano il condut-

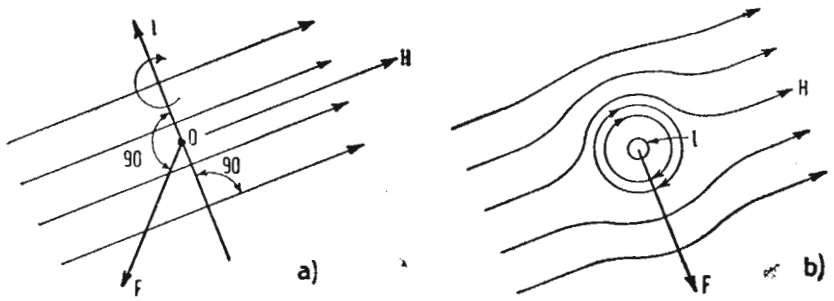


Fig. 1. — Direzione della forza *F* e dello spostamento di un conduttore *l* percorso da corrente ed immerso in un campo magnetico *H* perpendicolare al conduttore.

tore e giacciono in piani normali ad esso; è chiaro che sopra al conduttore le linee di forza di *H* sono concordi con quelle del campo dovuto alla corrente in *I*, quindi si genera in questa regione un addensamento di linee di forza, mentre al di sotto di *l* le linee di forza dei due campi sono discordi provocando una rarefazione delle linee stesse ed un indebolimento del campo risultante. Il conduttore *l* viene allora sollecitato a spostarsi verso la regione sottostante dove le linee di forza sono meno dense, subendo l'azione della forza *F*, che ancora risulta ortogonale ad *H* e ad *I*.

Si tengano presenti i seguenti 3 punti basilari riguardanti la forza risultante e la sua direzione:

1°) Determinazione della direzione del campo esterno *H*.

2°) Il conduttore *l* deve essere perpendicolare al campo esterno *H*, per modo che le linee di forza dei due campi risultino parallele fra loro. In fig. 1-a) e b) il campo elettromagnetico della corrente in *l* ha linee di forza circolari giacenti in piani normali ad *l* e orientate nel senso del moto delle lancette dell'orologio, secondo la regola che afferma che, nel caso del motore, impiegando la mano sinistra, se il pollice indica la direzione del flusso elettronico nel conduttore, le altre dita, disposte complanari, indicano la direzione del campo magnetico associato.

3°) La generazione della forza ponderomotrice *F* è dovuta al fatto che alcune linee di forza del suo campo elettromagne-

tico sono cospiranti con quelle del campo esterno ed aumentano l'intensità di questo in una data regione, mentre in altra regione le linee di forza dei due campi sono dirette in sensi opposti e quindi indeboliscono il campo risultante. Ne nasce una forza agente sul conduttore, diretta dalla regione dove il campo è più intenso alla regione ove esso è più debole.

L'azione deviatrice e la direzione della traiettoria del raggio prodotte dalle bobine deflettenti in un tubo RC possono es-

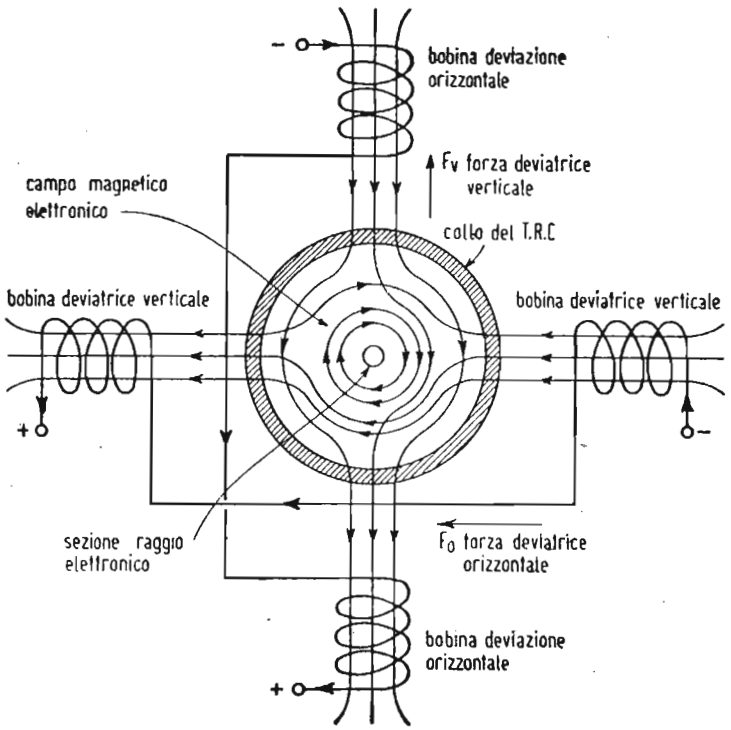


Fig. 2. — Deviazione del raggio elettronico verso l'alto e verso sinistra operata dalle due coppie di bobine deviatrici.

N.B. - Sulla prima linea di forza in alto delle bobine verticali la freccia deve essere rivolta colla punta verso sinistra e non verso destra.

sere determinate quando siano note la direzione delle linee di forza magnetiche di campi deviatori, nonchè il campo magnetico associato alla corrente del raggio, ricordando che in ogni caso quando due campi interagiscono, la forza risultante è diretta verso il campo meno intenso. In fig. 2 è schematicamente rappresentata la disposizione delle bobine di deviazione del raggio elettronico del tubo RC. Le bobine orizzontali sono disposte in piani pure orizzontali sopra e sotto l'asse del raggio. Essendo il flusso elettronico uscente dal piano della pagina le linee di forza del campo proprio del fascetto sono in senso orario, il

campo prodotto dalle bobine orizzontali ha direzione verticale e quindi produce un addensamento di linee di forza a destra ed una rarefazione a sinistra, per cui il raggio elettronico è soggetto ad una forza che lo fa deviare verso il campo più debole, ossia a sinistra. Analogamente sempre riferendoci alla fig. 2, le due bobine di deviazione verticale sono poste in piani verticali paralleli, una a destra e l'altra a sinistra del collo del tubo catodico, con senso indicato per la corrente che le percorre; il campo di deviazione verticale è diretto orizzontalmente e quindi reagisce col campo proprio del raggio nel senso di provocare un addensamento di linee di forza al disotto dell'asse del fascetto, ed una rarefazione al di sopra; il raggio è quindi sollecitato a spostarsi verso il campo più debole, ossia verso l'alto.

Dall'azione combinata dei due campi deviatori simultanei risulta che la posizione occupata dal raggio in fig. 2 è l'angolo in alto a sinistra del quadro.

Da quanto detto sopra risulta che se l'elettrone si muove parallelamente alla direzione del campo esterno, non subisce alcuno spostamento, perchè essendo le linee di forza del suo campo perpendicolari a quelle del campo esterno, non possono interagire, quindi viene meno qualsiasi forza ponderomotrice. Se l'elettrone (o in generale un corpuscolo caricato) si muove in una direzione formante un angolo diverso di 90° con la direzione del campo esterno, la forza ponderomotrice risultante è dovuta alla sola componente del campo perpendicolare alla direzione del moto.

I campi deviatori sono ottenuti facendo percorrere le bobine deviatrici da una corrente costante deflettente per centrare la macchia catodica, quindi sovrapponendo una corrente deviatrice alternata producente il moto deviatore periodico desiderato. La componente continua è per lo più ottenuta effettuando una presa a bassa tensione sull'alimentatore anodico, mediante i controlli di centraggio per entrambi i sensi di deviazione. La formazione del reticolo è dovuta all'azione combinata dei due campi deviatori, dovuta alle correnti a denti di sega sovrapposte alle componenti continue di centratura nelle bobine deviatrici.

Considerando il moto elettronico perpendicolare alla direzione del campo, l'espressione della forza ponderomotrice è la seguente:

$$F = B e v \qquad [1]$$

dove F è misurata in newton, e è la carica dell'elettrone in coulomb, v è la velocità in m/sec, B è l'induzione in weber/m^2.

In fig. 3 è schematizzato un tubo catodico semplificato a deviazione elettromagnetica. In esso oltre al campo magnetico, prodotto dalla bobina deviatrice, si fa uso anche di un campo elettrostatico formato tra il catodo e l'anodo per l'accelerazione degli elettroni. Le linee di forza del campo magnetico prodotto dalla bobina deviatrice, devono essere dirette normalmente al

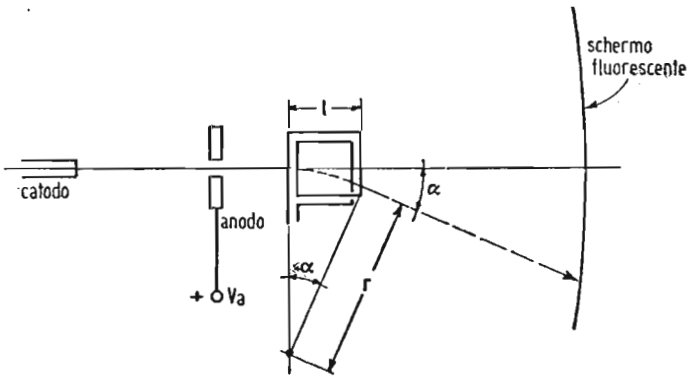


Fig. 3. — Schema del tubo RC a deviazione elettromagnetica.

piano della figura e entranti nel foglio, per produrre la deviazione verso il basso indicata.

Per calcolare in modo elementare l'angolo α di deviazione del raggio si procede come segue:
poichè la forza ponderomotrice è sempre perpendicolare alla direzione del moto, un elettrone mobile a 90° col campo magnetico uniforme percorre un arco di cerchio ed assumerà in ogni istante la posizione definita dalla condizione di equilibrio tra la forza deviatrice data dalla [1] e la forza centrifuga, ossia:

$$B\,e\,v = \frac{m\,v^2}{r} \qquad [2]$$

da cui:

$$r = \frac{m\,v}{B\,e} \qquad [3]$$

essendo r il raggio della traiettoria circolare elettronica.

Detta l la lunghezza in metri del lato orizzontale attivo della bobina si ha approssimativamente che $l = \alpha\,r$, ossia $\alpha = l/r$ radianti; volendo esprimere α in gradi, si ottiene:

$$\alpha = \frac{180\,l}{\pi\,r} \qquad [4]$$

Sostituendo nella [4] la [3], si ha:

$$\alpha = \frac{180\ B\,e\,l}{\pi\, m\, v} \qquad [5]$$

La velocità v è determinata dalla tensione Va dell'anodo e si ricava eguagliando l'energia cinetica $1/2\ m\,v^2$ posseduta dall'elettrone quando raggiunge l'anodo, al lavoro ($Va\,e$) che le forze del campo devono compiere per spostare l'elettrone dal catodo all'anodo.

$$1/2\ m\,v^2 = e\,Va$$

da cui:

$$v = \sqrt{\frac{2\ e\,Va}{m}} \qquad [6]$$

La [6] sostituita nella [5] fornisce:

$$\alpha = \frac{180\ l\,B}{\pi} \sqrt{\frac{e}{2\ m\,Va}} \qquad [7]$$

La [7] informa che:

1) La deviazione per piccoli angoli è proporzionale all'induzione B nella bobina deflettrice; B è proporzionale all'intensità della corrente nella bobina.
   Si deduce che se la corrente a dente di sega è lineare, anche la deviazione è lineare.
2) La deviazione è proporzionale alla lunghezza l della bobina deflettrice lungo l'asse del T.R.C. Una limitazione all'angolo α è imposta dalla necessità di evitare che il raggio catodico raggiunga l'involucro conico del tubo.
3) L'ampiezza dell'escursione lineare del raggio sullo schermo fluorescente è proporzionale alla distanza fra la bobina e lo schermo. Una limitazione a tale ampiezza è imposta dalla lunghezza del tubo, che non può superare certe dimensioni per poter essere collocato nei mobili dei ricevitori TV.
   Nella pratica si hanno tubi il cui angolo di deviazione (i cosiddetti tubi grandangolari) raggiunge i 110° ed oltre.
4) La deviazione è inversamente proporzionale alla radice quadrata della tensione del secondo anodo. Ciò è molto importante perchè se si raddoppia Va, come è richiesto dai moderni tubi RC di grandi dimensioni, occorre solamente moltiplicare per $\sqrt{2}$ l'ampiezza delle correnti deflettrici per mantenere costanti le dimensioni dell'immagine.
5) La deviazione dipende dalla natura della particella carica.

Gli ioni gassosi, sempre presenti nei tubi catodici, avendo una massa molto maggiore di quella degli elettroni, subiscono deviazioni minime, o non ne subiscono affatto. Ciò dà origine alla macchia ionica della quale già si è accennato nella precedente lezione.

La [7] applicata al caso dell'elettrone di massa $m = 9{,}11 \times 10^{-31}$ kg e di carica $e = 1{,}6 \times 10^{-19}$ coulomb fornisce:

$$\alpha = 1{,}7 \times 10^{7} \frac{l\,B}{\sqrt{a}} \text{ gradi} \qquad [8]$$

Nel dedurre la [8] non si è introdotto la correzione relativistica, che l'aumento della massa con la velocità richiederebbe.

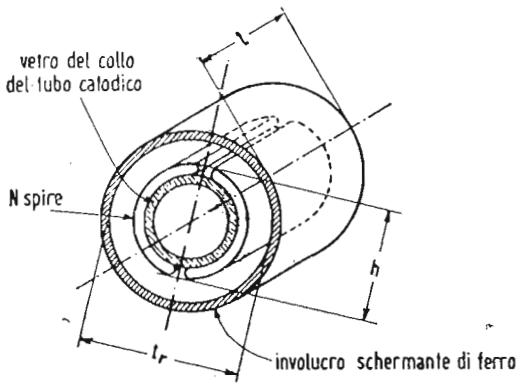


Fig. 4. — Sezione trasversale di un giogo di deviazione provvisto di una sola coppia di bobine.

Un *giogo di deviazione* è composto dalle due coppie di bobine di forma opportunamente curvata per l'adattamento intorno al collo del tubo e da un nucleo anulare di ferro agente da schermo contro i campi magnetici disturbanti e costituente il cammino di ritorno per la chiusura delle linee magnetiche del flusso, posto sopra le bobine stesse.

Passiamo ora a calcolare, sempre in modo elementare, le amper-spire occorrenti per ottenere la piena deviazione del fascetto elettronico nei due sensi, ossia per avere un reticolo delle dimensioni desiderate.

Se una corrente di I ampere percorre una bobina di N spire, la forza magnetomotrice che si genera vale $N\,I$ amperspire (fig. 4).

Posto: R = riluttanza del circuito magnetico;
tr = traferro in [m] = diametro interno del nucleo cilindrico di ferro;

h = l'altezza in [m] della bobina deviatrice misurata normalmente all'asse del T.R.C.;

l = la lunghezza in [m] della bobina deviatrice;

μ = $4\pi \cdot 10^{-7}$ = permeabilità dell'aria in unità [m k s];

il valore della riluttanza, ritenendo trascurabile la riluttanza del ferro, è dato da:

$$R = \frac{tr}{\mu h l} \qquad [9]$$

L'equazione fondamentale del circuito magnetico, correlativa alla legge di Ohm, fornisce per il flusso Φ in weber:

$$\Phi = \frac{N I}{R} = \frac{\mu h l N I}{tr} \qquad [10]$$

L'induzione B o densità di flusso (flusso per unità di area) vale:

$$B = \frac{\Phi}{h l} = \frac{\mu N I}{tr} = \frac{4\pi N I}{tr} \cdot 10^{-7} \qquad [11]$$

Ricordando la [8], la [11] fornisce:

$$N I = \frac{tr B \cdot 10^7}{4\pi} = \frac{tr \alpha \sqrt{Va} \cdot 10^7}{4\pi \cdot 1{,}7 \cdot 10^7 \, l} = \frac{0{,}047 \, tr \alpha \sqrt{Va}}{l} \qquad [12]$$

La [12] informa che il numero delle ampere-spire occorrenti per ottenere la deviazione di $\alpha°$ del pennello elettronico è direttamente proporzionale all'angolo stesso di deviazione, alla radice quadrata della tensione anodica che crea il campo elettrostatico acceleratore degli elettroni ed inversamente proporzionale alla lunghezza assiale della bobina deflettrice.

CARATTERISTICHE DELL'AMPLIFICATORE DI DEVIAZIONE

L'amplificatore finale di deflessione deve essere capace di fornire la corrente a dente di sega I di ampiezza tale che scorrendo nelle N spire delle bobine provochi la f.m.m. data dalla [12]. L'amplificatore non è un amplificatore di corrente, ma di tensione rispondente allo schema di principio di fig. 5 a) ed al circuito equivalente di fig. 5 b). In quest'ultimo lo stadio amplificatore è rappresentato con un generatore di tensione alternata il cui carico è costituto da un'induttanza pura L (bobina deviatrice) in serie con la resistenza R risultante dalla resistenza di placca del tubo di uscita e dalla resistenza propria

dell'avvolgimento. La forma d'onda e l'ampiezza della tensione V_u occorrente per avere la corrente a dente di sega nella bobina L si ottiene sommando le tensioni (forma ed ampiezza)

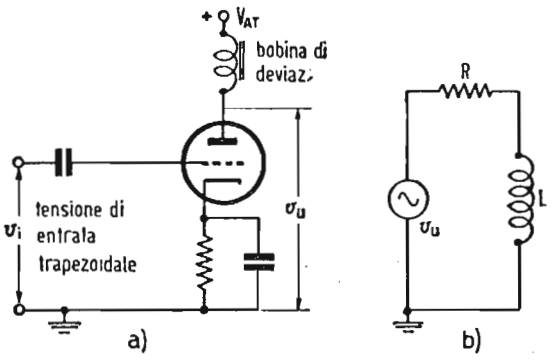


Fig. 5. — a) Schema di principio dell'amplificatore finale di deviazione; b) Circuito equivalente.

che si localizzano ai capi di R e di L, come indicato in fig. 6. Precisamente in fig. 6 a) è rappresentata la tensione a dente di sega V_R che si localizza ai capi di R quando questa è percorsa dalla corrente di punta I_p a dente di sega. Se T_a è il tempo di andata del dente di sega, e la corrente ha valor medio zero, il valore istantaneo della tensione V_R è dato da:

$$V_R = R\, I_p\, (1/2 - t/T_a) \qquad [13]$$

dove $0 < t < T_a$ (t = generico istante); infatti per $t = 0$, $V_R = R\, I_p/2$, mentre per $t = T_a$, $V_R = -R\, I_p/2$.

La tensione ai capi di L è:

$$V_L = -\frac{L\, I_p}{T_a} \qquad [14]$$

cioè è costante durante tutto il tempo di andata.

Nel tempo di ritorno la V_L viene computata allo stesso modo ed ha un'espressione analoga alla [14] dove al posto di T_a si ponga T_r, ossia il tempo di ritorno $V_L = \dfrac{L\, I_p}{T_r}$. Quest'ultima non è affetta dal segno meno che compare al secondo membro della [14], poichè, secondo la fig. 6, durante il ritorno la variazione della corrente è in senso crescente, mentre durante l'andata la corrente diminuisce.

Considerando che la V_L nell'intero periodo deve presentare valore medio zero, le aree al disopra dell'asse zero devono uguagliare le aree al disotto dello stesso asse, perciò la V_L durante il tempo di ritorno ha la forma di un alto guizzo di area uguale a $L\, I_p$. La fig. 6 b) chiarisce quanto si è detto per la forma

della V_L. Sommando punto per punto le ordinate dei diagrammi di V_R e di V_L si ottiene il grafico di fig. 6 c) rappresentativo della curva totale della tensione V_u di uscita dello stadio am-

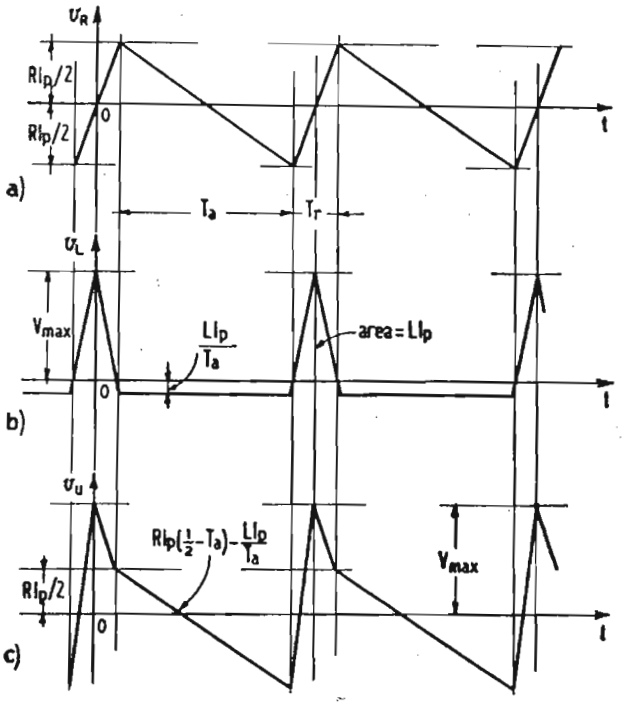


Fig. 6. — a) Forma d'onda della tensione v_R ai capi di R. b) Forma d'onda della tensione v_L ai capi di L. c) Forma d'onda risultante $v_U = v_R + v_L$.

plificatore e nota come *tensione trapezoidale*, la cui espressione analitica si ottiene sommando le [13] e [14]:

$$V_u = R\,I_p\left(\frac{1}{2} - \frac{t}{T_a} - \frac{L}{R\,T_a}\right) \qquad [15]$$

La tensione di ingresso V_i da applicare tra massa e griglia del tubo amplificatore di fig. 5 a) ha la stessa forma di fig. 6 c), ma di polarità opposta, ossia invertita, e di ampiezza ridotta secondo l'amplificazione dello stadio.

Sul modo di generare onde trapezoidali si è già detto parlando degli oscillatori rilassati e dei generatori di corrente a dente di sega.

EFFETTO DELLE CAPACITA' DISTRIBUITE IN PARALLELO ALLA BOBINA DI DEVIAZIONE

La fig. 7 mostra il circuito equivalente dell'amplificatore di deviazione con capacità distribuite derivate sull'avvolgimento. L'effetto di questa capacità è quella di far sì che la corrente non abbia la desiderata forma a denti di sega, quand'anche la

tensione applicata sia esattamente trapezoidale. La capacità distribuita C provoca risonanza e oscillazioni dannose. Eseguendo un'analisi, che qui non riportiamo, dell'onda trapezoidale applicata al circuito di fig. 7 si perviene per la corrente i_L nell'induttanza alla seguente espressione:

$$i_L = Ip \left(\frac{1}{2} - \frac{t}{Ta} - e^{-t/2RC} \cos \frac{t}{\sqrt{LC}}\right) \text{ ampere} \qquad [16]$$

Secondo la [16] al tempo $t = 0$, $i_L = -Ip/2$. Per $t/\sqrt{LC} = \pi$ la i_L ha il valore di 1,5 Ip moltiplicato per il fattore esponenziale decrescente. Quanto t si approssima al tempo di andata

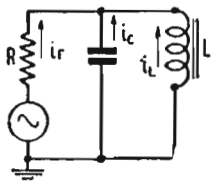


Fig. 7. — Circuito equivalente dello stadio finale amplificatore di deviazione con capacità distribuite derivate sulla bobina.

(segnare C il condensatore in parallelo ad L).

Ta, la i_L assume i valori che assumerebbe in assenza di capacità distribuite, perchè le oscillazioni sono ormai completamente smorzate.

L'effetto sul quadro è quello di far apparire una serie di ondulazioni segnatamente sul lato sinistro dell'immagine. Analogamente, ritenendo R abbastanza grande, si trova per la tensione ai capi dell'induttanza, l'espressione:

$$v_L = -\frac{L\,Ip}{Ta} + Ip \sqrt{\frac{L}{C}}\, e^{-t/2RC} \, sen \frac{t}{\sqrt{LC}} \qquad [17]$$

per $t = 0$, $v_L = -\dfrac{L\,Ip}{Ta}$ volt. Per $\dfrac{t}{\sqrt{LC}} = \dfrac{\pi}{2}$, essendo generalmente $-\dfrac{L\,Ip}{Ta}$ molto piccolo, la v_L si riduce a $Ip\sqrt{\dfrac{L}{C}}$ moltiplicata per il fattore esponenziale decrescente.

Nella stessa ipotesi di R abbastanza grande si perviene per la corrente i_C nella capacità C all'espressione:

$$ic = C\frac{d\,v_L}{dt} = Ip\, e^{-t/2RC} \cos \frac{t}{\sqrt{LC}} \qquad [18]$$

La [18] mostra che il termine oscillante $\cos \frac{t}{\sqrt{LC}}$ è il medesimo per la i_C e per la i_L.

Per la tensione v_R e la corrente i_R relative alla resistenza R si trovano rispettivamente le relazioni:

$$v_R = Ip \left(-\frac{R}{2} + \frac{Rt}{Ta} + \sqrt{\frac{L}{C}}\, e^{-t/2RC}\, sen \frac{t}{\sqrt{LC}}\right) \qquad [19]$$

$$i_R = \frac{v_R}{R} = Ip \left(-\frac{1}{2} + \frac{t}{Ta} + \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}}\, e^{-t/2RC}\, sen \frac{t}{\sqrt{LC}}\right) \qquad [20]$$

ossia v_R e i_R hanno lo stesso andamento come è logico. In realtà la somma delle tre correnti i_R, i_L e i_C deve essere nulla, se si esegue la somma delle [20], [16] e [18] non si ottiene $i_R + i_L + i_C = 0$ a motivo delle approssimazioni introdotte nel calcolo.

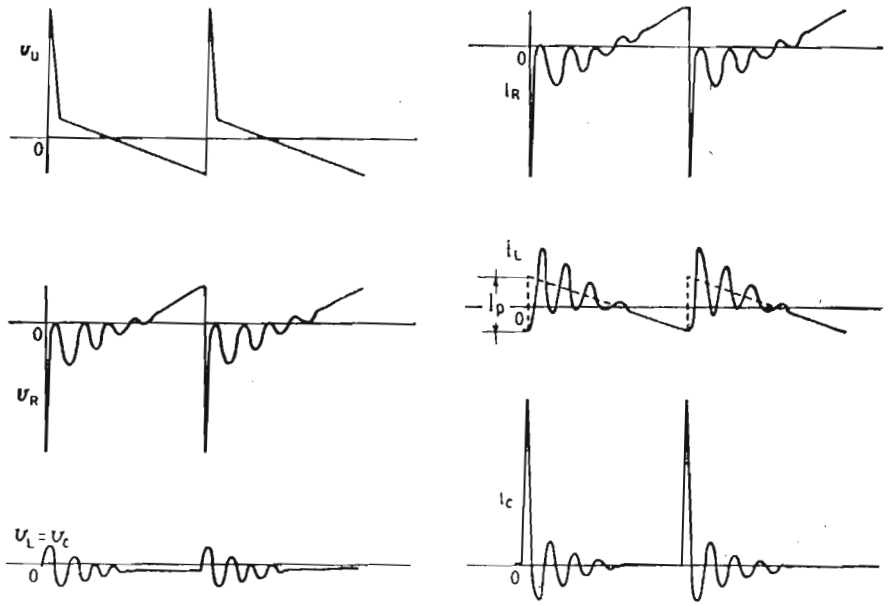


Fig. 8. — Forma d'onda delle tensioni V_u, V_R, V_L e delle correnti i_R, i_L, i_C.

Al tempo $t = 0$ l'impulso $= L\,Ip$ è fornito dalla vu del generatore; in quest'istante la C si comporta come un corto circuito, per modo che l'impulso di tensione si spegne nella resistenza R, mentre una corrente impulsiva carica la capacità C, la quale dà luogo alle oscillazioni smorzate.

In fig. 8 sono rappresentate le forme d'onda della tensione v_u trapezoidale fornita dall'amplificatore, della tensione v_R ai capi di R, della tensione V_L ai capi di L, uguale alla tensione V_C ai capi di C (L e C sono in parallelo), delle correnti i_R, i_L ed i_C rispettivamente in R, L, C. I diagrammi sono stati costruiti valendosi delle rispettive equazioni date sopra. Dalla fig. 8 appare chiaro l'effetto delle capacità distribuite della bobina, effetto che consiste nella generazione di onde sinoidali smorzate con inviluppo esponenziale, che durano per oltre mezzo periodo di andata.

LEZIONE XXVII

IL DIODO SMORZATORE.

Per eliminare le oscillazioni suddette si può disporre una resistenza R in parallelo alla bobina di fig. 7 (Lez. XXVI) in modo da smorzare il circuito oscillatorio composto da L e C in parallelo. La diminuzione di R può essere semplicemente ottenuta usando una bobina di qualità scadente, per modo che il circuito oscillatorio risultante presenti un basso fattore di merito Q e risulti sovrasmorzato evitando apprezzabile distorsione della corrente i. L'applicazione di questo sistema di smorzamento risulta pratica per l'amplificatore di deviazione verticale, che presenta una modesta dissipazione di potenza, ma non è conveniente per l'amplificatore di riga, perchè la resistenza in parallelo al circuito oscillatorio assorbirebbe troppa energia a tutto discapito del rendimento dello stadio.

Si ricorre per lo smorzamento delle oscillazioni parassite nella bobina deviatrice orizzontale ad un sistema elettronico che applica la resistenza smorzatrice solo durante il tempo di andata, mentre la sconnette durante il tempo di ritorno. Questa azione commutatrice è ottenibile disponendo un diodo in serie alla resistenza di smorzamento, come indica la fig. 9. Quando la tensione v_L ai capi del circuito oscillatorio diviene negativa rispetto a massa, il catodo del diodo diventa negativo rispetto alla placca, perciò il diodo diviene conduttivo e connette la resistenza di smorzamento R_S in parallelo al circuito oscillatorio abbassando il Q come desiderato. La forma d'onda della v_L presenta l'oscillazione parassita inizialmente positiva, ma quest'ultima diviene negativa per $t/\sqrt{LC} = \pi$ giusta l'equazione [17] (Lez. XXVI), perciò in questo istante di inizio dell'andata del dente, il diodo comincia a condurre. L'istante

$t = \pi \sqrt{LC}$ segna la fine del tempo di ritorno T_r e quindi coincide con esso. Sostituendo questo valore di t nella [16] a pagina 12 Lezione XXVI, si ha:

$$i_L = I_p \left(\frac{1}{2} - \frac{\pi \sqrt{LC}}{T_a} + e^{\pi \sqrt{L/(2R\sqrt{C})}}\right) \qquad [21]$$

Osservando che:

$$Q = \frac{R}{\omega_n L} = \frac{R}{2\pi L} \times 2\pi \sqrt{LC} = R \sqrt{C/L} \qquad [22]$$

dove ω_n è la pulsazione naturale di risonanza del circuito LC, la [21] diventa:

$$i_L = I_p \left(\frac{1}{2} - \frac{T_r}{T_a} + e^{\pi/2Q}\right) \qquad [23]$$

Il Q del complesso deviatore di riga dipendendo da R è funzione del tempo; infatti durante l'andata l'amplificatore è

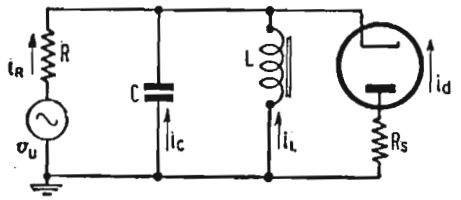


Fig. 9. — Circuito con diodo smorzatore.

prossimo all'interdizione e presenta un'alta resistenza di placca ($Q \cong 5$), mentre durante il ritorno lo stadio amplificatore è fortemente conduttivo e presenta una piccola resistenza di placca ($Q \cong 0{,}5$).

Assumendo $Tr/Ta = 1/10$; $Q = 5$, la corrente nell'induttanza all'inizio del ritorno vale $-Ip/2$, alla fine del ritorno vale 1,167 Ip, il valore punta a punta risulta allora $Ip' = 1{,}667\ Ip$ in presenza del diodo smorzatore, ossia $Ip = 0{,}6\ Ip'$.

Esprimendo le varie tensioni e correnti in funzione di Ip' si dimostrano facilmente le seguenti relazioni:

$$i_L = I_p' \left(0{,}7 - \frac{t}{T_a}\right) \qquad [24]$$

$$v_L = \frac{L\, d\, i_L}{d\, t} = -\frac{L\, I_p'}{T_a} \qquad [25]$$

$$v_u = 0{,}6\ I_p'\ R \left(\frac{1}{2} - \frac{t}{T_a} - \frac{L}{T_a R}\right) \qquad [26]$$

$$v_r = v_L - v_u = R\, I_p' \left(\frac{0{,}4\, L}{R\, T_a} - 0{,}3 + \frac{0{,}6\, t}{T_a}\right) \qquad [27]$$

$$I_R = I_p' \left(-\frac{0{,}4\, L}{R\, T_a} - 0{,}3 + \frac{0{,}6\, t}{T_a}\right) \qquad [28]$$

Confrontando la [24] con la [16] lez. XXVI, la [25] con la [17] lez. XXVI, la [27] con la [19] lez. XXVI, la [28] con la [20] lez. XXVI, appare evidente l'azione del diodo smorzatore che è quella di eliminare i termini oscillatori sinoidali smorzati. Si noti che essendo v_L costante durante il tempo T_a di andata, come assicura la [26], la corrente i_c nel condensatore è nulla, quindi col diodo smorzatore non si ha alcuna relazione corrispondente alla [18] lez. XXVI.

Per un dente lineare durante il tempo di andata e nelle ipotesi sopra scritte, si dimostra che la corrente nel diodo vale:

$$I_d = -\,0{,}4\, I_p' \,(1 - t/T_a) \qquad [29]$$

La [29] informa che per $t = 0$, all'inizio del tempo di an-

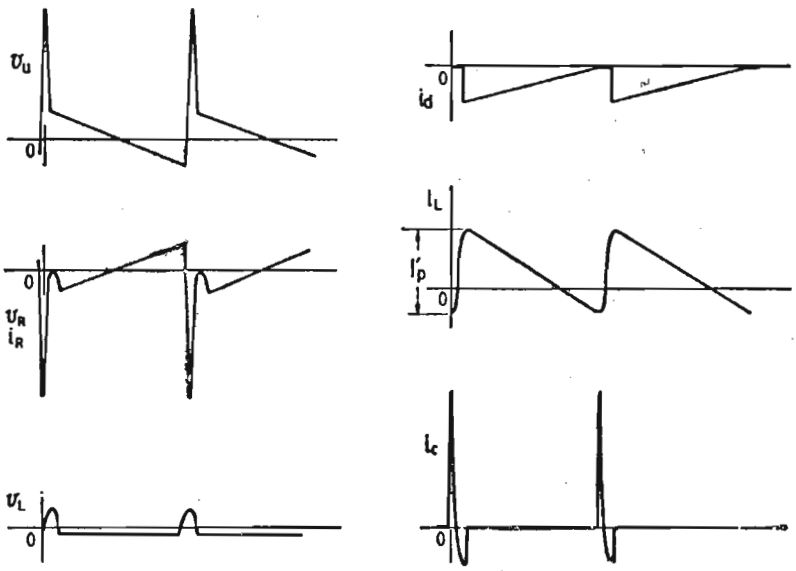


Fig. 10. — Forme d'onda delle tensioni e correnti per il circuito di fig. 9.

data la corrente nel diodo smorzatore vale $-0{,}4\, I_p$, quindi decresce linearmente fino ad annullarsi alla fine dell'andata.

La fig. 10 riporta le forme d'onda delle tensioni v_U, v_R, v_L e delle correnti i_R (stessa forma di v_R) i_L, i_c, i_d, nel diodo per il circuito di fig. 9.

La resistenza R_d del diodo è pure una funzione del tempo secondo la:

$$R_d = \frac{v_L}{i_d} = \frac{L}{0{,}4\, T_a\, (1 - t/T_a)} \qquad [30]$$

condizione questa non facilmente raggiungibile in pratica perchè dall'inizio ($t = 0$) alla fine ($t = Ta$), Rd varia da $L/0{,}4\ Ta$ all'infinito.

Per avvicinarsi alla condizione ideale imposta dalla [30] si ricorre al circuito di fig. 11: durante l'andata il diodo è conduttivo, la corrente id in esso genera una carica gradualmente crescente ai capi della capacità catodica C_1; la tensione così formata aumenta nel tempo la polarizzazione del diodo ridu-

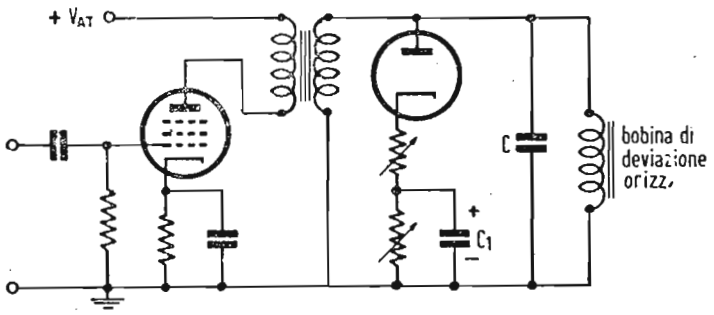


Fig. 11. — Circuito di deviazione orizzontale con diodo smorzatore.

cendo la conduttività. Durante il tempo di ritorno C_1 si scarica su R_1 e alla fine di questo tempo il diodo è di nuovo pienamente conduttivo. Così operando la resistenza presentata dal diodo varia in funzione del tempo approssimativamente come indica la [30]. I resistori R_1 e R_2 sono fatti variabili al fine di determinare sperimentalmente il punto ottimo di lavoro.

Per determinare le caratteristiche fisiche di un diodo smorzatore occorre considerare una coppia di bobine normali di deviazione orizzontale. Dalla definizione di induttanza (l'induttanza L di una bobina di N spire è il flusso che si concatena con essa quando è percorsa dalla corrente unitaria: $L = N\ \Phi/i_L$) ricordando la [10] lez. XXVI, si ottiene per l'induttanza della bobina di deviazione orizzontale:

$$L = \frac{N^2\, \mu\, hl}{t_r} = \frac{4\, \pi\, N^2\, hl}{t_r} \cdot 10^{-7} \qquad [31]$$

dove h, l, tr sono in metri.

Per ottenere grandi deviazioni si dovrebbero fare le bobine con molte spire, ma ciò comporterebbe alti valori di induttanza e di capacità distribuite. Una condizione limite da assumersi

in sede di progetto è quella già ricordata per cui $Tr = \pi \sqrt{LC}$.

Una bobina di deviazione orizzontale di tipo normale americano per un tubo con 10 kV di tensione al 2° anodo ha le seguenti caratteristiche (vedi fig. 4, pag. 18 - Lezione XXVI):

L = 8,3 mH; N = 330 spire; NIp = 173 amper-spire;
Ip' = 0,525 A corrente punta a punta, di deviazione;
tr = 63,5 mm.; l = 81 mm.

La [31] con questi valori, fornisce per l'altezza h dell'avvolgimento:

$$h = 47{,}6 \text{ mm}$$

Relativamente al circuito di fig. 9, dalla [28] si deduce che la corrente punta a punta I_R dell'amplificatore vale $0{,}6\ Ip' = 0{,}6 \times 0{,}525 = 315$ mA, che corrisponde al valor medio $315/\sqrt{2} = 225$ mA.

Questa corrente deve essere fornita dall'amplificatore in una zona non curva della caratteristica (ia; vg) ed è eccessivamente alta. Per diminuire la forte richiesta di corrente al tubo finale dell'amplificatore orizzontale si impiega un trasformatore di uscita in discesa con un rapporto $k = 3{,}5:1$; il rapporto non può essere fatto più alto, perchè l'induttanza dispersa e la capacità parassita prolungherebbero eccessivamente il tempo di ritorno. Con $k = 35/10$ la corrente nel primario si riduce a circa 90 mA punta a punta, corrispondente ad un valore medio di circa 65 mA di corrente di placca. Affinchè il trasformatore di uscita trasmetta le forme dei segnali a punta senza deformazioni è necessario che lasci passare le armoniche fino oltre la decima della frequenza fondamentale di riga, cioè $10 \times 15625 = 0{,}15$ MHz; ciò non è ottenibile coi normali trasformatori a ferro, si deve invece ricorrere a nuclei di ferro polverizzato tipo ferroxcube o simili della classe delle ferriti. Con questi materiali si evitano l'eccessiva isteresi, le forti perdite nel nucleo e il fastidioso zirlio dei lamierini che si verificherebbero con l'uso del comune ferro silicio laminato per trasformatori.

La corrente media nel diodo smorzatore è, per l'esempio numerico precedente secondo la [29], uguale a $0{,}2\ Ip' = 105$ mA, equivalente alla corrente punta a punta di 210 mA.

Durante l'andata del dente di sega la caduta di tensione nel circuito del diodo, secondo la [25], è data dalla tensione $V_L = 76$ V. La resistenza del circuito diodico vale allora $76/0{,}21 = 362\ \Omega$ all'inizio del periodo di andata, mentre raggiunge un valore praticamente infinito alla fine di questo periodo, perchè ivi il diodo cessa di condurre. La tensione di punta inversa ai

capi del diodo è uguale al guizzo positivo di V_L durante il ritorno; sia Vmax il valore di tale impulso di tensione. L'area S di una semionda sinoidale che si verifica durante il tempo di ritorno Tr vale:

$$S \cong 2/\pi \; V\max \; T_r \cong L \, I_p' \qquad [32]$$

poichè il valor medio della tensione ai capi della bobina è nullo.

La [32] fornisce:

$$V\max \cong \frac{\pi}{2} \frac{S}{T_r} \cong \frac{\pi}{2} \frac{L \, I'_p}{T_r}$$

$$\cong \frac{1{,}63 \; L \, I'_p}{T_r} \qquad [33]$$

Si avverte che il coefficiente 1,63 tiene conto della correzione necessaria per la perdita di area negativa durante il ritorno. Per l'esempio in esame, posto Tr = 6 μsec, si trova Vmax = 1200 V. In fig. 11 il picco inverso negativo rispetto alla massa perviene alla placca del diodo. La bobina di deviazione e i suoi circuiti devono presentare un isolamento tale da resistere sicuramente a Vmax. E' facile constatare che Vmax è proporzionale al quadrato delle spire della bobina; ne deriva una limitazione per il numero N di spire.

Come diodo smorzatore può essere impiegato un diodo rettificatore usato nei ricevitori. Se la tensione del 2° anodo aumenta, come richiesto per i tubi grandangolari, essendo le amper-spire di deviazione proporzionali alla radice quadrata della tensione anodica del tubo, anche il consumo di corrente viene ad aumentare.

In Europa si tende ad induttanze minori di quelle americane per le bobine di deviazione orizzontale. Ad es. l'unità Philips cat. 10914 comporta la coppia di bobine di L = 3,77 mH, R = 4,7 Ω con una sensibilità di 36,5 mA/cm a 9 kV. Questa unità è adatta per un tubo di 12 pollici con tensione di 2° anodo pari a 9 kV. Altra unità Philips è quella avente il cat. AT 1001 in cui la coppia di bobine orizzontali presenta L = 6 mH, R = 5,6 Ω, sensibilità 8,9 $V a_2$ mA/cm, dove $V a_2$ è la tensione di 2° anodo in kV; questa unità è adatta per un tubo di 14 o di 17 pollici con $V a_2$ = 14 kV.

Con queste unità europee e con l'uso del diodo incrementatore è possibile adottare un trasformatore di uscita orizzontale con un rapporto in discesa k = 6,35:1 a tutto vantaggio della riduzione del consumo di corrente del tubo di uscita orizzontale.

IL TRIODO SMORZATORE.

Il diodo smorzatore, a motivo delle difficoltà di controllare la sua resistenza in c.c., può talvolta dare una linearità non del tutto soddisfacente. Se in luogo di un diodo si usa un triodo è facile controllare il suo comportamento applicando alla griglia un opportuno segnale, ottenuto per differenziazione del-

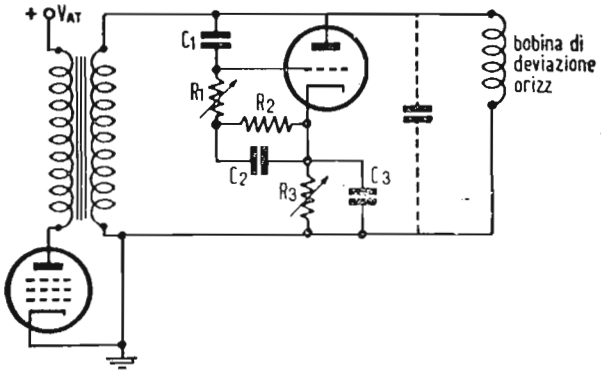


Fig. 12. — Stadio finale orizzontale con triodo smorzatore.

la tensione a guizzi di placca; questo segnale differenziato rende fortemente conduttivo il triodo all'inizio dell'andata, quindi limita la corrente di placca quando, durante il ritorno, pilota la griglia a diventar più negativa. Un circuito tipico di triodo smorzatore è indicato in fig. 12, in cui il circuito differenziatore a costante di tempo 5 μsec, è costituito da C_1 e R_1 variabile, perchè funge contemporaneamente da controllo di linearità.

IL DIODO ECONOMIZZATORE (DIODO DI EFFICIENZA O DI RENDIMENTO) IN PARALLELO ALLA BOBINA DI DEVIAZIONE.

Si è visto che per effetto delle capacità distribuite del primario del trasformatore di uscita di riga e della bobina di deviazione si forma un circuito oscillatorio sede di oscillazioni sinoidali smorzate dannose e che vengono attenuate dal diodo smorzatore. Questo diodo non solo permette di ottenere un dente di corrente perfettamente lineare, ma assolve pure un altro importantissimo compito, che è quello di aumentare notevolmente l'efficienza del circuito diminuendo l'erogazione di corrente dal generatore di alta tensione. Per questa ragione il diodo in oggetto è detto anche *economizzatore o di efficienza.*

Nella condizione di oscillazione parassita si deve arrestare l'oscillazione stessa alla fine della prima semionda, nel punto in cui la corrente ha raggiunto il suo massimo negativo e tende

ad approssimarsi al valore zero, per iniziare l'andata del dente con andamento lineare privo di successive oscillazioni.

Si consideri il circuito di fig. 13 a) costituito dall'induttanza L in parallelo alla capacità dispersa C; il circuito oscillatorio è alimentato da un generatore di tensione continua V_{AT}, indicato con una batteria di pile, attraverso ad un interruttore S. Nel caso pratico alla batteria deve essere sostituito l'alimentatore anodico dello stadio finale orizzontale, e l'interruttore S dal tubo finale base tempi in parallelo col diodo economizzatore.

Si supponga di chiudere l'interruttore S nell'istante t_1; la corrente nella bobina cresce linearmente. Si apra S all'istante t_2 poichè lo smorzamento in circuito è quello dovuto alla sola resistenza ohmica della bobina, risulta molto piccolo e non può

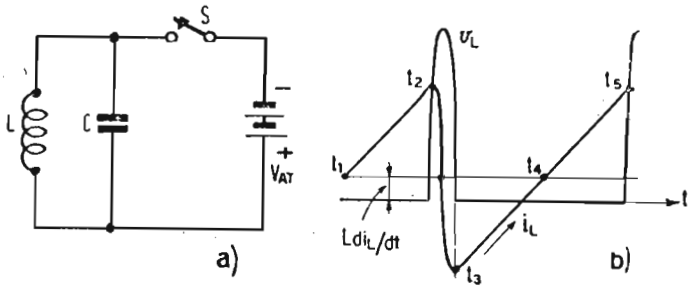


Fig. 13. — Principio del circuito del diodo economizzatore. a) Circuito fondamentale; b) tensione v_L e corrente i_L in L in funzione del tempo.

impedire l'innesco di un'oscillazione sinoidale.

Nell'intervallo di tempo da t_1 a t_2 la tensione ai capi dell'avvolgimento è costante e uguale a V_{AT}, infatti essendo:

$$v_L = L \frac{d\, i_L}{d\, t}$$

poichè i_L è linare, consegue che la sua derivata è una costante. All'apertura in t_2 di S la v_L compie una semionda cosinoidale, cioè spostata di $\pi/2$ rispetto alla semionda di i_L. Il massimo valore del guizzo di tensione si ha in corrispondenza dell'annullamento della corrente, poichè ivi la velocità di variazione è massima, tale essendo la pendenza della i_L. All'istante t_3 corrispondente al massimo negativo di i_L, la corrente si inverte, e la sua velocità di variazione fa sì che la tensione ritorni al valore primitivo costante. All'istante t_3, S viene richiuso, perciò la corrente è obbligata a seguire la linea retta da t_3 a t_5 formando il tratto attivo del dente. Se si effettua la prospettata sostituzione di S col tubo T base tempi derivato sul diodo D si perviene alla fig. 14 il cui funzionamento si svolge come segue:

nei periodi, come ($t_2 - t_1$) o ($t_5 - t_4$) in fig. 13 b) quando il tubo T è conduttivo, la placca del diodo è negativa rispetto al suo catodo, quindi D non fa passare corrente. Tosto che, per l'applicazione di un opportuno impulso negativo alla griglia, il tubo T va all'interdizione (istante t_2), l'energia magnetica immagazzinata in L provoca un guizzo di tensione nel senso delle frecce a tratto continuo, cioè nella stessa direzione della corrente primitiva. Il diodo non lascia ancora passar corrente in questa direzione rendendo possibile il formarsi dell'impulso di tensione ai capi di L indicato in fig. 13 b). Durante l'interdizione di T, da t_2 a t_3, la corrente diminuisce sinoidalmente e in t_3 raggiunge il massimo negativo; in questo istante la v_L eguaglia V_{AT}, subito dopo l'anodo D diviene positivo rispetto

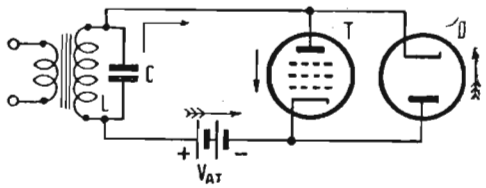


Fig. 14. — Circuito pratico del diodo economizzatore.

al suo catodo, il diodo diviene conduttivo e la corrente scorre attraverso ad esso per il tempo ($t_4 - t_3$) secondo le frecce caudate di fig. 14, invece di caricare la capacità distribuita C. Da t_3 a t_4 la i_L inversa diminuisce in valore assoluto fino ad annullarsi in t_4, al quale istante il tubo T base tempi riprende a condurre per effetto di un appropriato segnale applicato alla sua griglia; in tal modo si compie la seconda parte del dente di sega da t_4 a t_5 con le stesse modalità con le quali si è in precedenza compiuta la seconda parte del dente precedente da t_1 a t_2. Appare chiaro che il circuito di fig. 14 nei tratti ($t_4 - t_3$) restituisce corrente all'alimentatore anodico e porta un grande incremento all'ampiezza del dente di deviazione per un dato T base tempi (la richiesta di corrente alla base tempi T è limitata alla seconda parte dei denti, ($t_2 - t_1$), ($t_5 - t_4$) ecc.), aumentando in tal modo il rendimento generale del circuito in misura notevole. In conclusione: all'istante t_3 quando termina il ritorno, il diodo diviene conduttivo e mantiene un potenziale costante ai capi della bobina di deviazione; da t_3 a t_4 la corrente è fornita dall'energia immagazzinata da L e l'alimentatore riceve corrente anzichè erogarne; la base tempi T conduce di nuovo in t_4 e completa la scansione lineare. Pertanto T fornisce corrente limitatamente alla seconda parte del dente. La corrente fornita dall'alimentatore durante la seconda metà

del ciclo, viene restituita nella prima metà del ciclo successivo. Quando il tubo T è conduttivo, ha luogo in esso una caduta di tensione Va dell'ordine di 50 volt, che è sufficiente a far sì che la corrente anodica raggiunga il suo valore di cresta. Allora la tensione dell'alimentatore eguaglia la somma di Va e di v_L, ossia:

$$v_L = V_{AT} - Va$$

D'altro canto, subito dopo il ritorno, tosto che il diodo diviene conduttivo, l'intera alta tensione risulta applicata ai capi di L, perchè la resistenza del diodo è trascurabile, perciò:

$$v_L = V_{AT}$$

ciò significa che la velocità di variazione della corrente non è costante, ma nel periodo $(t_4 - t_3)$ è diversa che nel periodo

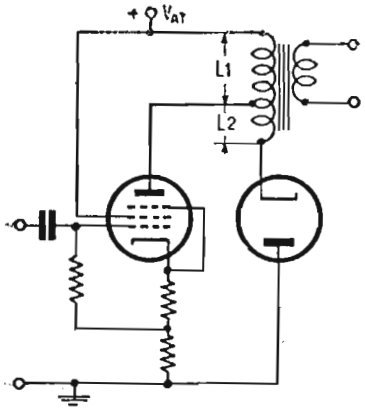


Fig. 15. — Circuito compensato a diodo incrementatore.

$(t_5 - t_4)$; in altri termini il dente di sega non sarebbe lineare durante l'intera andata, ma presenterebbe una discontinuità al tempo t_4. E' quindi necessario disporre un avvolgimento completamente L_2 in serie al primario del trasformatore di uscita orizzontale e al diodo, tale che d_iL/d_t risulti costante durante tutto il periodo attivo di scansione:

$$\frac{L_1}{V_{AT} - V_a} = \frac{L_1 + L_2}{V_{AT}} \qquad [34]$$

Si perviene così al circuito di fig. 15. Il diodo economizzatore non solo assicura un alto rendimento del circuito, ma rende anche perfettamente lineare la corrente nel trasformatore assorbendo ogni eccesso di corrente rispetto alla forma rettilinea, eccesso che potrebbe verificarsi in seguito alla curvatura della caratteristica della base dei tempi T, che non si comporta esattamente come un interruttore, cosa implicitamente ammessa nella descrizione schematica dei fenomeni riportata sopra.

IL DIODO INCREMENTATORE (BOOSTER) IN SERIE ALLA BOBINA DI DEVIAZIONE.

Il circuito del diodo economizzatore discusso sopra ha lo scopo di risparmiare energia, che altrimenti andrebbe dissipata in resistenze di smorzamento o simili dispositivi durante il ritorno del dente di sega; questa energia immagazzinata viene restituita nel periodo attivo di scansione. L'aumento di rendimento del dispositivo viene sfruttato o come risparmio di corrente richiesta all'alimentatore, o come riduzione della tensione richiesta all'alimentatore. Il circuito a diodo economizzatore, in parallelo alla bobina di deviazione, di cui si è detto nel paragrafo precedente, viene impiegato quando l'obiettivo più importante da raggiungere è l'economia di corrente. Quando invece è di maggior interesse l'economia di tensione si

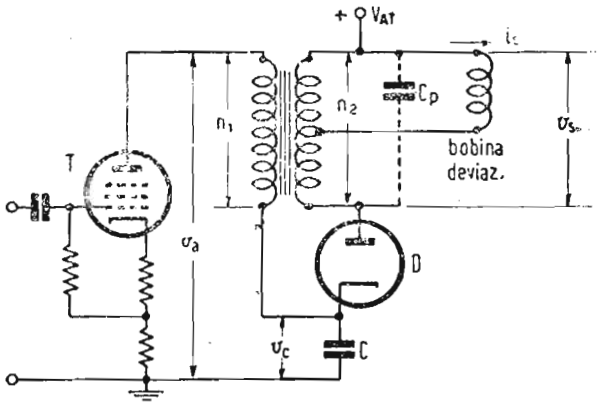


Fig. 16. — Stadio finale orizzontale con diodo incrementatore.

sfrutta un circuito a diodo analogo sotto molti punti di vista a quello economizzatore di corrente, ma differente da esso per vari punti importanti.

Nei ricevitori di televisione senza trasformatore di alimentazione, alimentati cioè direttamente dalla rete a c.a., a 200 V, si ha a disposizione mediamente circa 200 volt di tensione continua raddrizzata, che è insufficiente ad alimentare lo stadio finale di uscita dell'amplificatore di riga. In questo caso trova utile applicazione il circuito a diodo incrementatore di tensione (« booster diode circuit ») in cui viene sfruttata l'energia immagazzinata nel trasformatore di uscita alla fine del tratto di andata della corrente a dente, per la sopraelevazione dell'alta tensione disponibile.

In fig. 16, che rappresenta lo stadio finale di riga con diodo incrementatore, il pentodo *T* è il tubo di potenza dell'amplificatore orizzontale; nel periodo di conduzione *T* fornisce la corrente secondaria *is* alle bobine di deviazione. Durante il ri-

torno di questa corrente a dente di sega l'energia L $I^2/2$ immagazzinata nel circuito anodico induttivo di induttanza risultante L, in presenza della capacità Cp parassita, provoca una semionda di oscillazione di is, come già si è messo in luce, visibile in fig. 17 a) tra gli istanti t_1 e t_2. In tale intervallo di tempo una tensione viene indotta nel secondario secondo la fig. 17 b).

Disponendo il diodo D come in fig. 16, cioè in serie con la

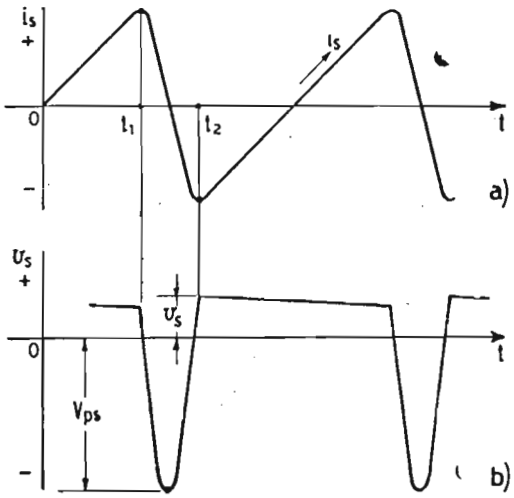


Fig. 17. — Tensione v_s e corrente i_s nel secondario del trasformatore di uscita in fig. 16.

bobina di deviazione, si ottiene di raddrizzare questa tensione alternata secondaria; la tensione continua così originata viene sommata a quella V_{AT} fornita dall'alimentatore, permettendo di disporre di un'alta tensione praticamente raddoppiata. L'impulso Vps di punta della tensione secondaria vs, in corrispondenza del passaggio per lo zero della corrente is, è di grande ampiezza e consentirebbe di ottenere una forte moltiplicazione della tensione continua di alimentazione, tuttavia nel diodo incrementatore si sfrutta solo l'impulso positivo Vs della tensione secondaria, perchè questo accorgimento concorre molto efficacemente alla linearità del dente di sega. Per questo motivo il diodo D è connesso al trasformatore d'uscita in modo che al suo anodo pervenga l'impulso di punta Vps in senso negativo, per cui D rimane interdetto per tutta la durata del ritorno. Durante il successivo tratto di andata del dente di scansione la tensione secondaria vs è di polarità tale che vs e V_{AT} sono diretti nello stesso senso, per cui ai capi del condensatore C si localizza la tensione vs $+$ V_{AT}. Il valore di C è scelto abbastanza grande (0,5 $\div$ 1 μF) per assicurare che la tensione ai capi di esso rimanga all'incirca costante durante l'intero ciclo. In queste condizioni, essendo vc $=$ vs $+$ V_{AT}, anche la vs ri-

mane praticamente costante durante il tempo di conduzione del diodo, ciò che assicura una buona linearità del dente di corrente *is*. La tensione anodica del pentodo *T* è ovviamente sopraelevata da V_{AT} a *vc*, l'incremento essendo dato dall'ampiezza della tensione *vs* sviluppata. La tensione incrementata può alimentare anche lo schermo di *T*, lo stadio finale di uscita dell'amplificatore verticale, il 1° anodo del tubo R.C., lo stadio discriminatore rivelatore del suono (MF) per quei circuiti che impiegano il tubo EQ80, ecc. L'impiego principale della tensione incrementata rimane però sempre quello di alimentare lo stadio finale orizzontale, che è quello che richiede più di ogni altro stadio del ricevitore TV, tensioni sensibilmente alte, per fornire un buon funzionamento. Col dispositivo in esame il picco di potenza di uscita per la scansione è ottenuto con un più alto valore di tensione ai capi del primario del trasformatore, il che si risolve in un minor picco di corrente anodica, rispetto a quello occorrente in assenza del diodo *D*. Infine, quando anche lo schermo del tubo *T* è alimentato con la tensione incrementata, è possibile ricavare picchi di corrente anodica di valore più alto di quelli ottenibili dal tubo adottato.

IL DIODO PER L'E.A.T. DALLO STADIO FINALE DI RIGA.

Le funzioni previamente descritte dei diodi smorzatore ed economizzatore possono essere assolte da un unico diodo (nulla però vieta di impiegare un diodo incrementatore distinto dal diodo smorzatore). Lo stadio di uscita orizzontale è suscettibile di fornire anche l'extra alta tensione (E.A.T.) necessaria per l'alimentazione del 2° anodo del T.R.C. di tipo tetrodo. Per questa funzione occorre disporre sul trasformatore di uscita di riga un diodo apposito, che, pur basandosi il suo funzionamento sullo stesso principio, non può essere identificato col diodo incrementatore. Il principio su cui si basa il circuito a diodo E.A.T. è il seguente: nel primario del trasformatore di uscita la corrente ha un andamento a dente di sega. Nel tratto di andata la corrente va crescendo e subisce una variazione di 2 *I*p (*I*p = valore di punta della corrente) in un tempo pari a circa 9/10 del periodo di riga; la tensione di autoinduzione ai capi del primario nel tratto di andata ha un certo valore definito dalla relazione:

$$\Delta v_a = \frac{\Delta \Phi_a}{\Delta t_a} = \frac{L \Delta I}{\Delta t_a} = \frac{2 L I_p}{\Delta t_a} \qquad [35]$$

dove $\Delta\Phi a$ è la variazione del flusso che si verifica nel tempo Δt_a. Nel tratto di ritorno che dura circa 1/10 del periodo di riga, la stessa variazione $\Delta I = 2\ Ip$ di corrente si verifica in un tempo $\Delta tr \cong ta/10$, quindi l'impulso di tensione autoindotta è circa 10 volte maggiore che nel tratto di andata, ossia: $\Delta vr \cong 10\ \Delta va$.

Δvr essendo diretta, per la legge di Lenz, come la tensione anodica si somma a questa.

Rettificando con un diodo, opportunamente costruito per

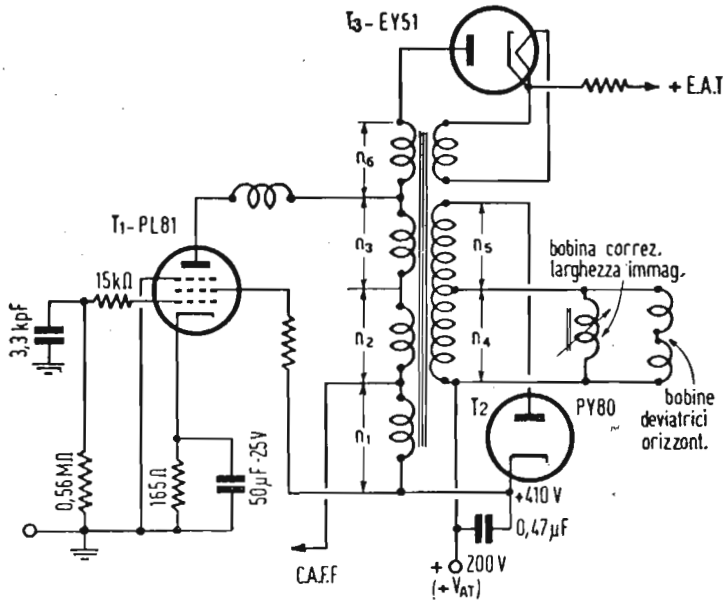


Fig. 18. — Stadio finale orizzontale con diodi incrementatore e raddrizzatore E.A.T.

resistere alle altissime tensioni in gioco, l'impulso di tensione ai capi del primario, dopo ulteriore sopraelevazione per autotrasformatore, si ottiene altissima tensione per il 2° anodo del T.R.C. La E.A.T. ottenibile, con riferimento alla fig. 18 rappresentante lo schema completo di uno stadio finale di riga provvisto di diodi incrementatore (T_2) e raddrizzatore E.A.T. (T_3), può così essere calcolata:

sia:

Lo = 3,77 mH induttanza bobina deviazione orizzontale;
R = 4,7 Ω resistenza bobina deviazione orizzontale;
f = 15625 Hz frequenza di riga;
H = 64 μsec periodo di riga;
$2\ Ip$ = 900 mA corrente di punta nelle bobine di deviazione orizzontale.

La tensione secondaria ai capi delle bobine di deviazione

durante l'andata vale:

$$v_{oa} = \frac{2\,L_o\,I_p}{0{,}9\;H} = \frac{0{,}9 \times 3{,}77 \cdot 10^{-3}}{57{,}6 \cdot 10^{-6}} = 59 \text{ V}$$

La tensione secondaria durante il ritorno vale:

$$v_{or} = \frac{2\,L_o\,I_p}{0{,}1\;H} = \frac{0{,}9 \times 3{,}77 \cdot 10^{-3}}{6{,}4 \cdot 10^{-6}} = 530 \text{ V}$$

Essendo il rapporto di trasformazione $k = \dfrac{n_1 + n_2 + n_3}{n_4} =$ 6,35 la tensione Va alla placca di T_1 durante il ritorno vale:

$$v_{ar} = k\,v_{or} = 6{,}35 \times 530 = 3370 \text{ V}$$

Le forme d'onda della tensione e della corrente relativa al primario $(n_1 + n_2 + n_3)$ sono indicate in fig. 19, dalla quale

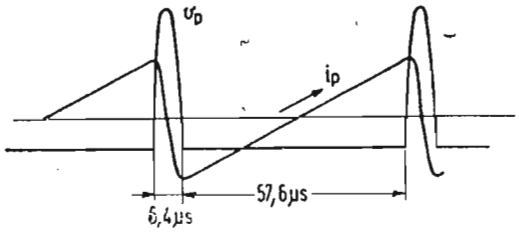


Fig. 19. — Tensione v_p e corrente i_p del primario del trasformatore in fig. 18.

si vede che durante il ritorno la corrente non ha una velocità di variazione costante, la quale presenta un massimo quando la corrente passa per lo zero. Ciò comporta che il guizzo di tensione indotta ha un valore di punta più alto di quello calcolato; in pratica si può ritenere che esso raggiunge i 5 kV all'anodo di T_1.

Lo smorzamento del circuito provveduto dal diodo smorzatore T_2 impedisce l'innesco di oscillazioni susseguenti al ritorno. I 5 kV ottenuti non sono ancora sufficienti ad alimentare un T.R.C. di 12", per il quale occorrono da 7,5 a 9 kV; è quindi necessario elevare il guizzo primario mediante un avvolgimento supplementare n_6 disposto in serie al primario stesso, venendo così a costituire un autotrasformatore. Se questo avvolgimento ha un numero di spire $n_6 = (n_1 + n_2 + n_3)$ la tensione fornita dall'intero avvolgimento sarà teoricamente il doppio di quella esistente sulla placca di T_1; si raggiungerebbero così facilmente i 10 kV. In pratica la tensione totale è minore

del doppio suddetto perchè l'aggiunta dell'avvolgimento n_6 aumenta la capacità propria del primario e se il tempo di ritorno non deve essere aumentato, si richiede una diminuzione dell'induttanza efficace del primario, col risultato che la tensione di uscita è minore. Ha luogo allora una compensazione reciproca in un giro vizioso fra capacità, induttanza e tensione.

Per aumentare l'E.A.T. si può anche far ricorso a duplicazione o triplicazione di tensione per mezzo di diodi.

Per l'ottenimento dell'E.A.T. occorrono diodi appositamente progettati. Ad esempio il diodo Philips EY51 che richiede una bassissima potenza di accensione (1/2 W) permette di ricavare la tensione di accensione del filamento da uno speciale avvolgimento terziario disposto sul trasformatore d'uscita orizzontale, senza che il circuito subisca smorzamenti suppletivi apprezzabili, e col vantaggio di non richiedere un costoso trasformatore di filamento isolato per alta tensione.

Il filtraggio dell'E.A.T. risulta assai agevole data l'alta frequenza della tensione da cui deriva. E' sufficiente in genere un condensatore di 1000 pF che deve però presentare un isolamento, adeguato, normalmente 20 ÷ 25 kV di prova.

PRATICHE CONSIDERAZIONI SULLO STADIO FINALE ORIZZONTALE COMPORTANTE I DIODI INCREMENTATORE ED E.A.T.

Dopo avere esaminato separatamente i componenti della base tempi di riga, risulta agevole esaminare il complesso risultante. In fig. 20 sono rappresentati rispettivamente in a), b), c), i tre schemi più comunemente usati per connettere il diodo di efficienza e le bobine di deviazione al trasformatore di uscita orizzontale.

a) con accoppiamento a trasformatore;

b) con accoppiamento ad autotrasformatore e col diodo incrementatore acceso con trasformatore separato;

c) con accoppiamento ad autotrasformatore e col diodo incrementatore acceso con una linea bifilare avvolta sul nucleo del trasformatore d'uscita (T.U.).

Le bobine di deviazione sono generalmente a bassa impedenza, perchè con esse si ottiene un alto rendimento ed una buona linearità. Si rende quindi necessario l'uso di un trasformatore di accoppiamento al tubo base tempi T_1. L'inclusione

diretta delle bobine di deviazione nel circuito anodico di T_1 (qualora fossero ad alta impedenza) presenterebbe lo svantag-

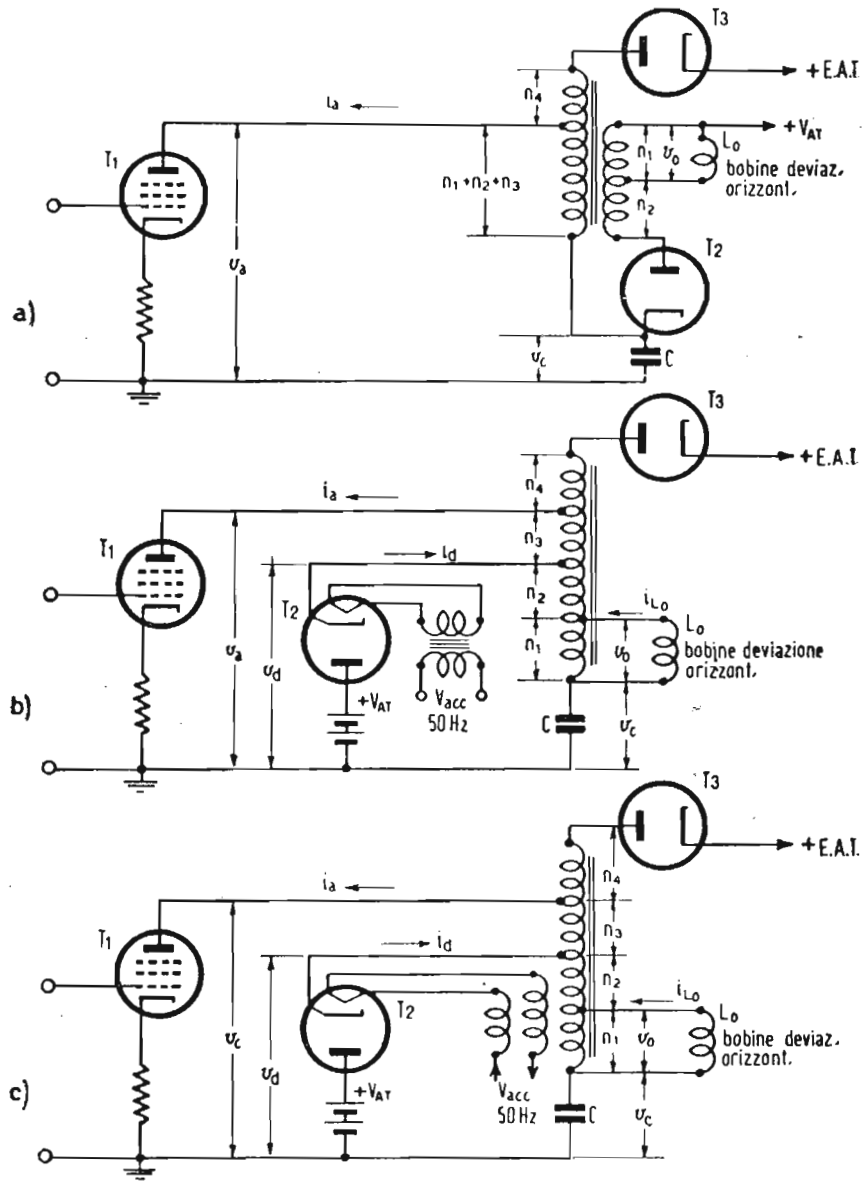


Fig. 20. — Base tempi di riga completa. a) con accoppiamento a trasformatore; b) con accoppiamento ad autotrasformatore e con diodo incrementatore acceso con trasformatore separato; c) con accoppiamento ad autotrasformatore e con diodo incrementatore acceso con linea bifilare avvolta sul nucleo del T.U.

gio che l'immagine risulterebbe spostata rispetto al centro dello schermo del tubo catodico a motivo della componente continua, di difficile compensazione, della corrente che verrebbe a circolare in esse. Se per ovviare all'inconveniente della com-

ponente continua anzidetta si adottasse l'alimentazione in parallelo dello stadio T_1, si richiederebbe un'impedenza che dovrebbe presentare tutti i requisiti di un trasformatore, senza offrire il vantaggio dell'accoppiamento.

In fig. 20 a), che richiama la fig. 18, si fa uso di un vero e proprio trasformatore di accoppiamento con secondario per il diodo incrementatore T_2, la cui accensione non presenta difficoltà. L'inconveniente del trasformatore è dato dalla forte induttanza dispersa ed alta capacità parassita, che, come si è visto, risultano particolarmente dannose. In fig. 20 b) si fa uso di un autotrasformatore, che offre il vantaggio di un minor numero di spire, con conseguenti minori induttanze e capacità parassite e minor resistenza degli avvolgimenti. Il diodo incrementatore risulta ora derivato su una parte dell'induttanza anodica di T_1, quindi è soggetto agli altissimi picchi di tensione durante il ritorno del dente. Oggi si trovano in commercio diodi atti a resistere a siffatte tensioni applicate fra catodo e filamento (ad es. il diodo Philips PY81), tuttavia in figura 20 b) si è riportato lo schema usualmente adottato per accendere il diodo T_2 mediante uno speciale trasformatore ad alto isolamento costruito appositamente per resistere ai picchi di tensione che possono presentarsi in esercizio. La fig. 20 c) è in tutto analoga alla fig. 20 b) con la sola variante dell'uso di una linea bifilare per l'accensione di T_2, avvolta sul nucleo del trasformatore di uscita e percorsa dalla corrente alternata della rete di alimentazione. La linea bifilare ha un numero di spire uguale a $(n_1 + n_2)$ ossia alle spire della presa catodica del diodo, di guisa che durante il ritorno la tensione di punta al catodo di T_2 è uguale alla tensione di punta agli estremi del filamento; la d.d.p. fra catodo e filamento si riduce in conseguenza alla sola tensione continua v_C esistente ai capi del condensatore C. Durante il tratto di andata T_2 è conduttivo, quindi il suo catodo è all'incirca alla tensione del suo andodo coincidente con $+ V_{AT}$. La tensione indotta nella linea bifilare è uguale alla tensione indotta nelle spire $(n_1 + n_2)$ e vale $v_C - V_{AT}$. Poichè il filamento risulta negativo, la tensione fra questo e il catodo durante la scansione risulta pari a v_C.

La ragione di disporre l'avvolgimento del filamento bifilare è quella di evitare che una tensione a frequenza di rete venga indotta negli altri avvolgimenti del trasformatore. E' evidente che necessitano diodi a bassa corrente di accensione,

altrimenti occorrerebbero avvolgimenti di filo grosso che non potrebbero trovare posto nel modesto volume del nucleo a ferro ceramico (ferroxcube).

Autorizzazione del Tribunale di Milano 16-1-61 - N. 5502 del Registro
Direttore responsabile ALFONSO GIOVENE - Proprietà della Editrice Il Rostro
Distribuzione in abbonamento postale - Gruppo II
Distribuzione STE - Milano

Corso teorico - pratico di televisione

Il Corso completo di TV che la Editrice Il Rostro raccoglie in numero 35 dispense decadali, con le debite modifiche ed aggiornamenti, è il Corso che, con l'autorizzazione del Ministero della Pubblica Istruzione, fu svolto per corrispondenza con grande successo.

Pressati dalle frequentissime richieste dell'ormai esaurito Corso Nazionale di TV, la ns. Editrice a iniziato la sua pubblicazione a dispense di circa 32 pagine ciascuna che usciranno tre volte al mese, per offrire all'acquirente la possibilità di realizzare una notevole economia; infatti ogni dispensa è posta in vendita a L. 150.

L'abbonamento all'intero Corso costa L. 4.500 e l'abbonamento semestrale è stato fissato in L. 2.500.

●

Il Corso tratta tutti gli argomenti riguardanti la TV monocromatica, dai concetti fondamentali di analisi, sintesi, risoluzione, trasmissione e con particolare sviluppo della ricezione: funzionamento, messa a punto, ricerca guasti, riparazione del moderno televisore.

Pure gli strumenti di misura e le apparecchiature elettroniche occorrenti per il laboratorio del videotecnico, vengono illustrati.

Il carattere del Corso è decisamente descrittivo e pratico ed acconsente a chiunque in possesso di modeste conoscenze di radiotecnica di espletare il servizio di assistenza tecnica TV e di assumere posizioni di rilievo nelle grandi industrie del ramo.

●

Ogni cinque lezioni il Corso contiene una serie di domande e risposte a quiz, con quattro risposte per domanda (a, b, c, d; delle quali una è la risposta esatta e tre volutamente sbagliate); l'allievo deve individuare quella esatta; nella dispensa successiva viene pubblicata « la chiave » cioè viene ripetuta la sola risposta esatta.

Numerosi problemi svolti facilitano l'applicazione pratica delle nozioni teoriche esposte nel testo.

Per gli abbonamenti indirizzare a:

Editrice Il Rostro - Via Senato 28 - Milano (228)

Per le rimesse dell'importo servirsi del C./C. N. 3/24227 di vaglia postale

CORSO
TEORICO - PRATICO DI
TELEVISIONE

DISPENSA

N. 17

SOMMARIO

LEZIONE XXVIII:

Lo stadio finale verticale — Bobina di deviazione verticale a bassa impedenza.

LEZIONE XXIX

Calcolo di prima approssimazione di un trasformatore di uscita verticale — Bobina di deviazione verticale a bassa impedenza — Confronto fra la bobina deviatrice verticale a bassa impedenza e la bobina ad alta impedenza — Realizzazione pratica di circuiti deviatori.

TUTTI I DIRITTI RISERVATI ALLA
EDITRICE IL ROSTRO - MILANO

TIPOGRAFIA EDIZIONI TECNICHE - MILANO - VIA BALDO DEGLI UBALDI, 6

LEZIONE XXVIII

LO STADIO FINALE VERTICALE.

Il sistema di deviazione verticale differisce sensibilmente dal sistema di deviazione orizzontale. La differenza più notevole è data dal fatto che il circuito risonante costituito dalla bobina verticale e dalla sua capacità distribuita risulta per sua natura smorzato ad un grado al quale non possono innescarsi oscillazioni. Di qui deriva una notevole semplicità dei circuiti che non richiedono diodi smorzatori e particolari accorgimenti; quando si pensi che le variazioni di tensione durante la scansione ed i picchi di tensione durante i ritorni sono assai modesti, per cui l'elemento di accoppiamento (trasformatore o impedenza di lamierino normale al ferro silicio) tra base tempi e bobina deviatrice, non richiede isolamento superiore al normale di un trasformatore d'uscita, si può affermare che il sistema verticale è assai più semplice e di più facile realizzazione del sistema orizzontale. Si è visto che applicando una onda di corrente trapezoidale ad una base tempi orizzontale nascono le forme d'onda caratteristiche già esaminate nella bobina di deviazione, perchè in tal caso si ha a che fare con un circuito avente un fattore di merito Q assai alto (dell'ordine $5 \div 10$). Se la stessa onda a trapezio viene applicata ad un circuito in condizioni di smorzamento critico definito dalla resistenza $R = (1/2)\sqrt{L/C}$ si trova per la corrente I_L nell'induttanza la soluzione di regime permanente:

$$I_L = I_p \quad \frac{1}{2} - \frac{t}{T_a} + \varepsilon^{t/\sqrt{LC}} \left(\frac{t}{\sqrt{LC}} - 1\right) \qquad [36]$$

in cui: I_p = corrente punta a punta nella L.

t = tempo contato a partire dall'inizio di un dente di sega.

T = tempo di andata del dente.

In tale relazione si nota l'assenza di termini sinoidali, che invece tanto preoccupano nel caso di un circuito non smorzato al critico, come per la bobina orizzontale. Ancora dalla stessa relazione, e dal suo grafico che non riproduciamo, appare che nel periodo di ritorno la I_L non è lineare; la linearità può però essere migliorata smorzando il circuito maggiormente di quanto competa allo smorzamento critico, ossia disponendo una resistenza:

$$R = \frac{1}{5}\sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\pi L}{5\,T_r} \qquad [37]$$

in cui $Tr = \pi\sqrt{LC}$ = tempo di ritorno del dente, in parallelo al circuito risonante.

Applicando tale formula al caso del sistema orizzontale, di tipo americano precedentemente considerato, con bobina di deviazione di Lo = 8,3 mH, ricordando che Tro = 6,4 μsec, si trova:

$$R = \frac{3{,}14 \times 8{,}3 \cdot 10^{+3}}{5 \times 6{,}4} = 815\ \Omega$$

durante l'andata la tensione ai capi della bobina di deviazione è di circa 76 volt, perciò la corrente nella R sarebbe di 76/815 = 93 mA. Ricordando che la corrente richiesta all'amplificatore è di 315 mA punta a punta per una corrente di deviazione nella bobina orizzontale di 0,525 A, i rimanenti 210 mA essendo forniti dal diodo smorzatore, si vede che, qualora quest'ultimo venisse eliminato, l'uso di una resistenza di smorzamento porterebbe a quasi raddoppiare la corrente punta a punta richiesta al tubo di uscita, il che condurrebbe all'adozione di due tubi in parallelo e ad un consumo doppio di potenza e corrente nell'intero sistema orizzontale. Nel caso invece del sistema verticale l'uso della resistenza di smorzamento diventa del tutto ammissibile data la modesta corrente in gioco.

Il tempo di ritorno verticale concesso dal vigente standard è abbastanza lungo che permettere l'uso di bobine di deviazione verticale di induttanza e capacità propria notevolmente maggiori che per il sistema orizzontale. Una normale bobina

verticale di deviazione di tipo americano presenta l'induttanza di 48 mH ed è costituita da 800 spire. Se l'angolo di deviazione orizzontale è di 47°, l'angolo di deviazione verticale è di 35°,2, perciò la lunghezza della bobina verticale nella direzione dell'asse del tubo catodico risulta di 79 mm, ossia leggermente minore della lunghezza (81 mm) della bobina orizzontale. Ricordando la relazione [12] (lez. XXVI - Dispensa 16ª) che dà le amper-spire in funzione dell'angolo di deviazione e della tensione anodica del tubo catodico, sostituendo i valori sopra indicati per la bobina verticale e assumendo che la tensione del 2° anodo sia $Va = 10$ kV, si ottiene:

$$NI = \frac{0{,}047 \cdot t_r \alpha \sqrt{V_a}}{l} = \frac{0{,}047 \cdot 0{,}0635 \cdot 35{,}2 \cdot \sqrt{10^4}}{0{,}079} = 133 \text{ am-}$$

per-spire massime di deviazione verticale; essendo le spire $N = 800$, si deduce che la corrente punta a punta vale 166 mA, in luogo di 0,525 mA richiesti dal sistema orizzontale.

BOBINA DI DEVIAZIONE VERTICALE A BASSA IMPEDENZA.

L'accoppiamento dello stadio finale verticale alla coppia di bobine di deviazione può essere effettuato con l'intermediario di un trasformatore di uscita, ovvero di un'impedenza e di una grande capacità. Il 1° metodo è adottato quando si ha a che fare con bobine di bassa impedenza, analogamente a quanto si pratica per l'accoppiamento allo stadio di uscita di un radioricevitore, della bobina mobile dell'altoparlante; il 2° metodo viene impiegato quando le bobine sono di alta impedenza.

Trattiamo dapprima il caso delle bobine di deviazione a bassa impedenza.

Il corretto accoppiamento è determinato in due modi: il primo consiste nel ritenere che il tubo di uscita sia controllato da una tensione a denti di sega il più lineare possibile; si studiano le combinazioni tubo-trasformatore per le quali la corrente attraverso la bobina di deviazione risulta pure lineare. Una prima difficoltà si incontra nella generazione di una tensione a dente perfettamente lineare; una seconda risiede nell'alta induttanza del primario del trasformatore di uscita, che risulta costoso e di difficile fabbricazione. Il secondo modo parte dal presupposto che la corrente a dente di sega deviatrice sia lineare; si adotta quindi un trasformatore di dimen-

sioni normali e si calcola poi la corrente che deve essere fornita dallo stadio finale. In questo caso la tensione da applicare al tubo finale non è più a dente esattamente lineare, cosa non difficile da ottenere.

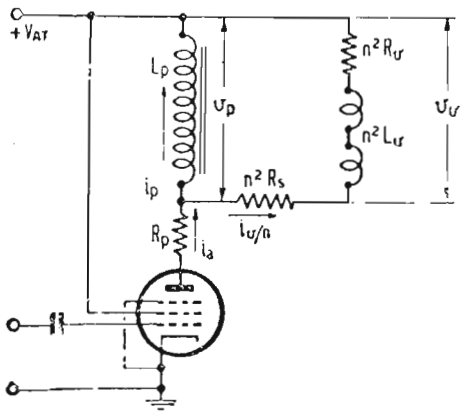


Fig. 21. — Circuito equivalente dello stadio finale verticale con bobina a bassa impedenza.

Il circuito equivalente dello stadio finale verticale è rappresentato in fig. 21, in cui i simboli indicano:

Lp = induttanza del primario del trasformatore di uscita;
Rp = resistenza del primario del trasformatore di uscita;
Rs = resistenza del secondario del trasformatore di uscita;
Lv = induttanza della bobina di deviazione verticale;
Rv = resistenza della bobina di deviazione verticale;
n = rapporto di trasformazione del trasformatore di uscita verticale (rapporto tra il numero di spire del primario e il numero di spire del secondario);
ia = corrente anodica del tubo di uscita;
ip = valore istantaneo della corrente nel primario Lp;
vp = valore istantaneo della tensione ai capi del primario Lp;
iv = valore istantaneo della corrente nella bobina deviatrice verticale Lv;
vv = valore istantaneo della tensione ai capi della bobina deviatrice verticale Lv;

sia inoltre Iv = il valore punta a punta della corrente a dente di sega in Lv; per semplicità si trascurano le induttanze di dispersione e le capacità distribuite; si ritiene nullo il tempo di ritorno verticale.

Poichè iv è funzione lineare del tempo, sarà in ogni istante:

$$i_v = I_v \frac{t}{V} \qquad [38]$$

dove V è il periodo verticale; e la tensione vv ai capi della bobina di carico vale:

$$vv = Rv\, Iv \frac{t}{V} + Lv \frac{d\, iv}{d\, t} = Rv\, Iv \frac{t}{V} + \frac{Lv\, Iv}{V} \qquad [39]$$

Con un esame analitico del circuito si perviene per la corrente anodica ia alla seguente espressione:

$$ia = \frac{n\, Iv\, (Rv + Rs)\, t^2}{2\, Lp\, V} + \frac{n\, Lv\, Iv\, t}{Lp\, V} + \frac{Iv\, t}{n\, V} + I'a \qquad [40]$$

dove $I'a$ è una costante, che assicura che la corrente anodica non diviene mai negativa, come deve essere. La presenza del termine in t^2 della [40] significa che la corrente anodica non è lineare nel tempo, ma contiene una componente parabolica.

I valori tipici di uno stadio finale verticale, secondo P.D. Van der Knaap e J. Jager, sono i seguenti:

$Lp = 20$ H	$Rs = 15\ \Omega$
$Rp = 1{,}2$ kΩ	$n = 8$
$Lv = 50$ mH	$Iv = 0{,}25$ A
$Rv = 50\ \Omega$	$V = 0{,}02$ sec

Questi valori introdotti nella [40] permettono di costruire il grafico di fig. 22 della corrente anodica ia in funzione del tempo; in essa $I'a$ è computata al tempo zero, ossia a metà periodo verticale, perchè la corrente a dente deviatrice è negativa nella prima metà del ciclo, mentre è positiva nella seconda metà. Poichè la corrente anodica è massima (Ia max) alla fine del ciclo verticale, la curvatura della caratteristica è favorevole per ottenere una forma desiderata della ia. Nei riguardi della potenza in gioco conviene realizzare la condizione per cui la corrente anodica minima si annulla. Questa condizione si verifica per il seguente valore di $I'a$:

$$I'a = \frac{Iv\, (n^2\, Lv + Lp)^2}{2\, n^3\, Lp\, (Rv + Rs)\, V} \qquad [41]$$

In corrispondenza si trovano per il valor medio ed il valor massimo della corrente anodica rispettivamente le seguenti espressioni:

$$Ia\,\text{med} = \frac{n\,Iv\,(Rv + Rs)\,V}{24\,Lp} + \frac{Iv\,(n^2\,Lv + Lp)^2}{2\,n^3\,Lp\,(Rv + Rs)\,V} \qquad [42]$$

$$Ia\,\text{max} = \frac{n\,Iv\,(Rv + Rs)\,V}{8\,Lp} + \frac{n\,Iv\,Lv}{2\,Lp} + \frac{Iv}{2\,n} + \frac{Iv\,(n^2\,Lv + Lp)^2}{2\,n^3\,Lp\,(Rv + Rs)\,V} \qquad [43]$$

La variazione della tensione al primario del trasformatore di uscita non ha grande importanza; interessa invece il valore massimo di questa tensione, in quanto questa non deve superare la differenza fra la tensione di alimentazione $+V_{AT}$ e la tensione alla quale si verifica la curvatura della caratteristica (ia; vg) del tubo di uscita, che è sempre un pentodo la cui caratteristica comincia a incurvarsi per 100 V di tensione anodica. Perciò il valor massimo ammissibile per la caduta ai capi del primario è ($+V_{AT}$ — 100) volt. La relazione che lega il valore massimo Vp max della tensione del primario alle costanti circuitali è la:

$$Vp\,\text{max} = \frac{Iv\,n\,(Rv + Rs)\,Rp\,V}{8\,Lp} + \frac{Iv}{2}\left\{\frac{n\,Lv\,Rp}{Lp} + \frac{Rp}{n} + n\,(Rv + Rs)\right\} + \frac{V}{Iv}\left\{\frac{(n^2\,Lv + Lp)^2\,Rp}{2\,n^3\,Lp\,(Rv + Rs)} + n\,Lv\right\} \qquad [44]$$

In pratica fissato il tipo di bobina deviatrice e la tensione di alimentazione si scelgono opportunamente le costanti per il trasformatore di uscita. Se il primario del trasformatore è fatto ad alta induttanza e bassa resistenza la richiesta di corrente al tubo finale è assai bassa, il che permette l'uso di un tubo di modesta potenza, ma il trasformatore è ingombrante e costoso. Viceversa un piccolo trasformatore con avvolgimenti a bassa induttanza e fortemente resistivi richiede l'uso di un tubo di uscita di notevole potenza e che può fornire una grande corrente anodica.

La scelta dell'induttanza del primario del trasformatore di

accoppiamento è di capitale importanza. Infatti la corrente magnetizzante nel primario aggiunge alla corrente a dente di sega nel circuito anodico una componente parabolica. Quando l'induttanza del primario è infinitamente alta la forma della corrente anodica è a dente perfettamente lineare; man mano che l'induttanza primaria diminuisce la componente parabolica diviene sempre più importante. Può allora verificarsi che la corrente anodica presenti il suo minimo valore ad es. ad un terzo dell'altezza totale dell'immagine a partire dall'alto. In questa condizione l'influenza della curvatura della caratteristica (*ia*;

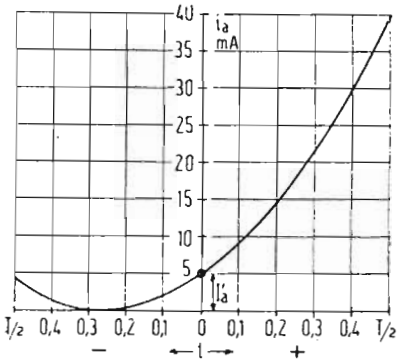


Fig. 22. — Corrente anodica i_a dello stadio finale verticale in funzione del tempo per l'esempio numerico del testo.

vg) del tubo sulla forma della corrente anodica è notevole ed è assai difficile mantenere la linearità della corrente di placca. E' quindi necessario che il trasformatore sia fatto in modo che il minimo della *ia* si verifichi all'inizio del ciclo di quadro, perchè la conseguente mancanza di linearità nuoce ivi assai meno, in quanto l'inizio del ciclo cade nell'intervallo di soppressione verticale e perciò non è visibile.

Il valor medio della corrente anodica è di scarso interesse, perchè esso incide solo sul consumo totale del ricevitore; l'importante è di scegliere un tubo capace di fornire il valor massimo necessario di corrente anodica, la dissipazione risultando sempre contenuta in limiti di sicurezza. Per una data tensione di griglia schermo e per una polarizzazione di griglia di 1 volt, il massimo di corrente anodica si verifica per la tensione di placca di 100 volt. Perciò la tensione di ingresso al tubo finale deve pilotare il negativo di griglia da — 1 volt al valore di interdizione. Se *vg* superasse — 1 volt (approssimandosi a zero) si avrebbe corrente di griglia, il che è evidentemente da evitare. Se il tubo impiegato può fornire una corrente superiore al massimo richiesto, non è necessario che la griglia sia pilotata fino a — 1 volt.

Facciamo ora due esempi pratici di calcolo di trasforma-

tori di uscita verticale. Per entrambi gli esempi si assumono i seguenti elementi:

$$
\begin{aligned}
Lv &= 50 \text{ mH} \\
Rv &= 50\ \Omega \\
V_{AT} &= 250 \text{ volt} \\
V\text{max} &= 250 - 100 = 150 \text{ volt} \\
Iv &= 0{,}25 \text{ A} \\
V &= \frac{1}{50} = 0{,}02 \text{ sec}
\end{aligned}
$$

1° Esempio - Trasformatore di uscita di piccole dimensioni.

Si scelga: l'induttanza del primario $Lp = 20$ H, la sua resistenza $Rp = 1{,}2$ kΩ e la resistenza del secondario $Rs = 15\ \Omega$. Coi valori adottati la [44] risolta rispetto al rapporto di trasformazione n, fornisce $n = 11$, questo valore corrisponde ad un valor massimo di tensione al primario lievemente minore dei 150 volt pure ammissibili. La [43] dà per il valore max della corrente anodica: Ia max $= 40$ mA, mentre la [42] fornisce il valor medio della stessa corrente: Ia med $= 9{,}9$ mA.

Siccome in pratica non si riesce a regolare il circuito in modo che la corrente anodica minima sia zero, si ottengono dei valori di Ia max e Ia med un poco maggiori di quelli sopra calcolati; si prevede pertanto Ia max $= 45$ mA e Ia med $= 13$ mA. La dissipazione anodica risulta di $250 \times 13 \cdot 10^{-3} = 3{,}25$ watt che può benissimo essere sopportato da un normale pentodo di uscita. Per questo si sceglierà un tubo EL41, che può agevolmente fornire la massima corrente anodica richiesta di 45 mA.

2° Esempio - Trasformatore di uscita di grandi dimensioni.

Si scelga: l'induttanza del primario $Lp = 50$ H, la sua resistenza $Rp = 500\ \Omega$ e la resistenza del secondario $Rs = 5\ \Omega$. Tutti gli altri elementi in gioco sono uguali a quelli assunti per il 1° esempio.

Dalla [43] si deduce il rapporto di trasformazione $n = 18$. La [43] e la [42] forniscono rispettivamente per la corrente anodica massima e media: Ia max $= 23$ mA; Ia med $= 5{,}9$ mA. Anche in questo caso si devono prevedere dei valori leggermente superiori a quelli calcolati: Ia max $= 26$ mA, Ia med $= 8{,}5$ mA per tener conto che la corrente minima non può essere

ridotta a zero, anche per evitare distorsione facile ad intervenire e imputabile alla curvatura della caratteristica (ia; vg) in prossimità dell'interdizione. La dissipazione anodica dello stadio risulta: $250 \times 8{,}5 \cdot 10^{-3} = 2{,}12$ watt, cioè è notevolmente ridotta rispetto al caso di piccolo trasformatore. La dissipazione di circa 2 watt è ammessa anche da un tubo di uscita di modesta potenza come il pentodo ECL80, la cui sezione triodica può essere sfruttata come oscillatore bloccato per le generazioni del dente di sega verticale.

Nei due esempi sopra riportati è necessario che la tensione di alimentazione dello stadio di uscita verticale sia prelevata dalla tensione incrementata dallo stadio finale di riga, per i ricevitori di tipo asincrono senza trasformatore di alimentazione. Infatti in essi l'alta tensione continua è ottenuta per raddrizzamento della tensione di rete alternata, che normalmente è di 200 volt; il $+V_{AT}$ così ottenibile oscilla fra 180 e 800 volt continui. Se si alimentasse lo stadio finale verticale con questa modesta tensione si dovrebbe abbassare il rapporto di trasformazione per contenere la caduta di tensione al primario che non deve superare $+V_{AT}$ — 100 volt; la corrente richiesta al tubo finale sarebbe però molto alta e non potrebbe essere fornita dai comuni tubi di circa 3 watt di potenza resa. Poichè la tensione incrementata è dell'ordine dei 400 volt, è evidente che si dovrà ricorrere ad un abbassamento dell'alta tensione per lo stadio finale verticale, mediante una resistenza in serie al primario del trasformatore di uscita, e collegando un condensatore di disaccoppiamento fra il punto comune al resistore e al primario, e massa. Si avrà così l'ulteriore vantaggio di aumentare il filtraggio dell'alta tensione.

E' ovvio che se il ricevitore è provvisto di trasformatore di alimentazione con secondario A.T. elevatore, la tensione continua fornita dal raddrizzatore sarà di circa 250 volt, che possono essere direttamente sfruttati per lo stadio finale verticale, senza dover ricorrere alla tensione incrementata dallo stadio di uscita orizzontale.

LEZIONE XXIX

CALCOLO DI PRIMA APPROSSIMAZIONE DI UN TRASFORMATORE DI USCITA VERTICALE PER L'ACCOPPIAMENTO DI UNA BOBINA DEVIATRICE A BASSA IMPEDENZA AD UN TUBO AMPLIFICATORE FINALE TIPO PHILIPS PL82.

Si introduce l'ulteriore ipotesi semplificativa che la bobina di deviazione sia assimilabile ad una pura resistenza Rv, giustificabile perchè la velocità di variazione della corrente deviatrice è così bassa che la tensione ai capi di Lv, trascurabile in confronto a quella ai capi di Rv. Sia Iv il valore di punta della corrente di deviazione; allora la corrente a dente di sega nel primario vale Iv$/n$ se n è il rapporto di trasformazione del trasformatore di uscita (n = N. spire del primario/N. spire del secondario).

Si è già detto che la corrente nel primario consta di una componente a dente di sega e di una componente parabolica; l'ampiezza relativa di quest'ultima dipende dal rapporto fra l'induttanza Lp del primario e la resistenza di carico riflessa al primario, e dipende pure dalla frequenza fondamentale della corrente a dente. Si è pure detto che una bassa Lp provoca una considerevole componente parabolica, che influenza fortemente la forma della corrente anodica risultante, mentre una altissima Lp provoca una componente parabolica trascurabile e la forma della corrente anodica risultante è rettilinea. Detto T_1 la costante di tempo del primario caricato, ossia

$$T_1 = \frac{L\text{p}}{n^2 (R\text{s} + R\text{v})} \qquad [45]$$

dove Rs è la resistenza del secondario, si trova che per T_1/V = 0,1 (V = periodo verticale) la componente parabolica è molto

ampia. Il che provoca una forte distorsione della corrente anodica totale ed un suo alto valore di punta. Inoltre il minimo di ia ha luogo quando l'andata del dente è già inoltrata. Per ragioni di economia si tende a fare uguale a zero il valore minimo di ia. A questo minimo la caratteristica (ia; vg) del tubo presenta una forte curvatura ed è molto difficile deformare la tensione pilota in modo da ottenere la forma di ia necessaria per avere una corrente deviatrice rettilinea. La non linearità della scansione può in simili condizioni protrarsi a 4/10 dell'altezza totale del quadro. Occorre quindi aumentare il rapporto T_1/V, ciò che obbliga a realizzare un più alto valore di Lp e in definitiva un trasformatore più grosso. Per $T_1/V = 0{,}29$ la forma della corrente anodica totale è assai più favorevole che nel caso precedente; tuttavia il minimo di ia si verifica a 2/10 dell'altezza del quadro; per questo valore di T_1/V la corrente anodica media è la minima ottenibile. Infine per $T_1/V = 1/2$ il minimo di ia si verifica all'inizio dell'andata, il che è desiderabile. La forma della ia è prossima per $T_1/V = 1/2$ a quella della caratteristica (ia; vg) del tubo, per modo che diviene facile ottenere la forma d'onda necessaria per la tensione pilota; inoltre il valore di punta Ia max della ia è il minimo possibile. Aumentando ancora il rapporto T_1/V si migliora ulteriormente la linearità della ia, ma Ia max non diminuisce, mentre aumenta Ia med.

Con l'ipotesi semplificativa testè introdotta di induttanza Lv della bobina deviatrice trascurabile, ossia il carico puramente resistivo Rv, si voglia calcolare un trasformatore di uscita per uno stadio impiegante un tubo PL82 e coi seguenti dati:

$+V_{AT}$ = 180 volt = tensione di alimentazione anodica;
Lv = 50 mH = induttanza della bobina deviatrice;
Rv = 50 Ω = resistenza di carico (della bobina deviatrice);
Iv = 0,35 A = corrente deviatrice di punta;
V = 50 Hz = 0,02 sec = periodo verticale;

la bobina deviatrice deve azionare un tubo catodico con 9 kV di tensione al secondo anodo.

Posta Rs = 15 Ω la resistenza del secondario del trasformatore di uscita, la caduta di tensione ai capi del primario alla fine della scansione vale:

$$\frac{1}{2} Iv\ n\ (Rv + Rs) = \frac{1}{2} \cdot 0.35 \cdot .65\, n = 11{,}4\ n$$

Questa caduta non deve superare 80 volt per evitare di lavorare in corrispondenza del ginocchio inferiore della caratteristica anodica (ia; va) del tubo PL82 e per tener conto della caduta supplementare nella resistenza del primario. Perciò:

$$n = \frac{80}{11{,}4} = 7.$$

Occorre assicurarsi che la tensione anodica non scenda mai sotto i 50 volt per effetto della resistenza del primario e dell'induttanza Lv che esiste in realtà. Se si sceglie Lp tale che $T_1/V = 1/2$, la punta Ia max alla fine dell'andata ha il suo minimo e vale:

$$Ia\,\max = Iv/n = \frac{0.35}{7} = 0{,}05 \text{ A}$$

Supposta la resistenza del primario $Rp = 500\ \Omega$, la massima caduta di tensione agli estremi di questo avvolgimento vale: $Vp\,\max = 500 \times 0{,}05 = 25$ volt. Per effetto di Lv durante l'andata si verifica una caduta di tensione costante che si riflette al primario e di valore $n\,Lv\,Iv/V = \dfrac{7 \cdot 50{,}10^{-3} \cdot 0{,}35}{0{,}02} =$ 6,12 volt, ritenendo nullo il tempo di ritorno. Allora la caduta totale di tensione è $80 + 25 + 6 = 11$ volt ed il valore minimo della tensione anodica vale $180 - 111 = 69$ volt, che è un valore accettabile, perchè maggiore di 50 volt. Il margine di 19 volt è opportuno, perchè il minimo di ia non è zero, ma 1 o 2 mA e perchè nel caso di polarizzazione automatica del tubo PL82, la tensione anodica deve essere diminuita di 15 volt. E' evidente che occorrerà ricontrollare la tensione minima di placca dopo che saranno note le vere resistenze degli avvolgimenti del trasformatore, per le quali si sono qui assunti dei valori stimati. Il calcolo dell'induttanza primaria Lp è ora semplice: si è posto $T_1/V = 1/2$, ossia $T_1 = \dfrac{V}{2} = \dfrac{0{,}02}{2} = 0{,}01$.

Essendo per la [45] $T_1 = Lp/n^2\ (Rv + Rs) = 0{,}01$, risolvendo rispetto a Lp si trova:

$$Lp = 0{,}01\ n^2\ (Rv + Rs) = 0{,}01 \cdot 7^2\ (50 + 15) = 32 \text{ H}$$

In conclusione le caratteristiche del trasformatore di uscita verticale calcolato sono le seguenti:

$$Lp = 32 \text{ H}$$
$$Rp = 500\ \Omega$$
$$n = 7$$
$$Rs = 15\ \Omega$$

I metodi che permettono di ottenere la necessaria forma d'onda di tensione pilota da quella della tensione a dente di sega disponibile, al fine di avere una corrente deviatrice a dente lineare, saranno discussi nelle successive lezioni riguardanti i ricevitori di televisione.

Durante il tempo di ritorno la tensione è massima per $t = 0$, perchè all'inizio di ogni dente è massima la velocità di variazione della corrente iv nella bobina deviatrice. Ammesso lo smorzamento critico ($R = 1/2\ \sqrt{L/C}$) il picco di tensione Vv massimo è dato da:

$$Vv = 2\ Iv\ \sqrt{\frac{Lv}{C}} = \frac{2\pi\ Lv\ Iv}{Tr} = \frac{6{,}28 \cdot 48 \cdot 10^{-3} \cdot 0{,}165}{320 \cdot 10^{-6}} = 155 \text{ volt}$$

avendo ritenuto il tempo di ritorno verticale uguale a 5 periodi di riga. Col rapporto di trasformazione $n = 10$, il picco di tensione positivo all'anodo del tubo di uscita verticale raggiunge perciò circa 1600 volt rispetto al $+V_{AT}$. La resistenza propria Rv della bobina deviatrice provoca una caduta di tensione di $65 \times 0{,}165 = 11$ volt, quindi la tensione ai capi di Lv è un'onda a trapezio. Il tipo di tubo per lo stadio finale deve essere scelto in modo che la sua resistenza di placca sia prossima alla resistenza di smorzamento calcolata con la formula sopracitata; ora l'induttanza effettiva di carico riflessa al primario vale:

$$L = Lv\ n^2 = 10^{-3} \times 10^2 = 4{,}8 \text{ H}$$

$$R = \frac{3{,}14 \cdot 4{,}8}{5 \cdot 320 \cdot 10^{-6}} = 9450\ \Omega$$

è quindi consigliabile impiegare un triodo a μ medio, ovvero un pentodo usato come triodo (ad es. 6K6G connesso a triodo).

BOBINA DI DEVIAZIONE VERTICALE AD ALTA IMPEDENZA.

Il secondo caso di accoppiamento fra bobina deviatrice e tubo amplificatore base tempi verticale, prospettato sopra, è quello effettuato tramite un'impedenza in luogo del trasformatore d'uscita. Questo metodo è applicabile solo se la bobina di deviazione è ad alta impedenza, ossia presenta un'impedenza

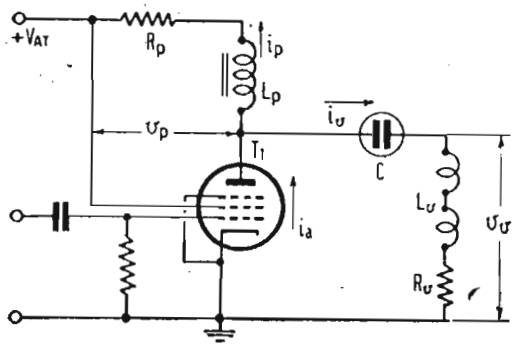


Fig. 23. — Stadio finale verticale con bobina deviatrice ad alta impedenza.

prossima al carico ottimo anodico del tubo di uscita. Il circuito dello stadio finale verticale con bobina ad alta impedenza è schematizzato in fig. 23 in cui i simboli hanno i seguenti significati:

Lv = induttanza della bobina di deviazione;
Rv = resistenza della bobina di deviazione;
Lp = induttanza dell'impedenza anodica di accoppiamento;
Rp = resistenza dell'impedenza anodica di accoppiamento;
C = condensatore di accoppiamento;
ia = $ip + iv$ valore istantaneo della corrente anodica alternata del tubo T_1;
ip = valore istantaneo della corrente alternata nell'impedenza;
iv = valore istantaneo della corrente nella bobina di deviazione;
vp = valore istantaneo della tensione ai capi dell'impedenza;
vv = valore istantaneo della tensione ai capi della bobina di deviazione.

Si ricorda che la bobina di deviazione ha carattere essenzialmente resistivo, ossia Rv ha una parte notevole nella determinazione del carico del tubo T_1.

Anche qui si introducono le ipotesi semplificative che la corrente a dente di sega nella bobina deviatrice sia una funzione lineare del tempo e che il tempo di ritorno sia trascurabile. Detto V = 0,02 sec il perioco di scansione verticale, la corrente iv assume i seguenti valori in funzione del tempo t:

t	$-\frac{V}{2}$	0	$+\frac{V}{2}$
i_V	$-\frac{I_V}{2}$	0	$+\frac{I_V}{2}$

dove I_V è il valore punta a punta della corrente di deviazione. Come per il precedente caso di bobina a bassa impedenza, la corrente istantanea i_V ha l'espressione già considerata:

$$i_V = I_V \frac{t}{V}$$

e la tensione istantanea v_V ha l'espressione:

$$v_V = R_V I_V \frac{t}{V} + \frac{L_V I_V}{V} \qquad [46]$$

Assumendo la capacità C di accoppiamento di alto valore si può ritenere che la tensione v_P ai capi dell'impedenza sia uguale alla tensione v_V ai capi della bobina deviatrice, naturalmente facendo astrazione dalla tensione continua anodica. Questa ipotesi semplificativa è lecita se il valore di C è tale che il valore di punta V_C della tensione ai suoi capi non supera il 3 % del valore di punta V_V della tensione deviatrice ai capi della bobina. Si dimostra facilmente la seguente relazione:

$$\frac{V_C}{V_V} = \frac{V}{8 R_V C}$$

ove per $V_C = 3\ \%\ V_V$, $V = 0{,}02$ sec e $R_V = 3$ kΩ, e risolta rispetto a C dà:

$$C = \frac{0{,}02}{8 \cdot 3 \cdot 10^3 \cdot 3 \cdot 10^{-2}} \cong 28\ \mu F$$

Questo valore di C è il minimo che si deve adottare affin-

chè la caduta di tensione ai suoi capi sia trascurabile. In pratica si farà $C = 32$ μF. Se $Rv < 3$ kΩ, C dovrà essere più grande (ad es. 50 μF), ma se Rv fosse troppo piccolo, sarebbe preferibile l'accoppiamento a trasformatore anzichè ad impedenza e si ricadrebbe nel caso precedentemente analizzato in cui la resistenza della bobina deviatrice è per l'appunto di poche decine di ohm.

CONFRONTO FRA LA BOBINA DEVIATRICE VERTICALE A BASSA IMPEDENZA E LA BOBINA AD ALTA IMPEDENZA.

Il breve confronto viene esteso ai seguenti punti:

1) Linearità della corrente anodica.
2) Consumo di corrente.
3) Costo.
4) Garanzia di funzionamento.
5) Picco di tensione durante il ritorno.

Ecco dunque:

1) Linearità

Affinchè la corrente anodica del tubo di uscita sia una funzione lineare del tempo, se si adotta una bobina deviatrice a bassa impedenza si richiede l'uso di un trasformatore di uscita il cui primario abbia induttanza infinita; per alta che essa venga realizzata, non è sufficiente in pratica, è quindi indispensabile ricorrere a circuiti correttori di linearizzazione. Con la bobina ad alta impedenza invece la corrente anodica è esattamente lineare nel caso di $Lp/Rp = Lv/Rv$ e praticamente lineare nel caso di $Lp/Rp > Lv/Rv$; il tubo amplificatore può quindi essere pilotato da una tensione a dente di sega lineare. Questo punto è a favore della bobina ad alta impedenza.

2) Consumo di corrente

Con entrambi i tipi di bobina deviatrice si possono realizzare condizioni di lavoro, per le quali il consumo di corrente risulta modesto e accettabile in pratica. Con la bobina ad alta impedenza il consumo di corrente è notevole se si controlla lo stadio finale con una tensione a dente di sega lineare. Questo punto è lievemente a favore della bobina a bassa impedenza.

3) Costo

La bobina a bassa impedenza richiede l'adozione di un trasformatore di uscita il cui costo è all'incirca equivalente a quelli dell'impedenza (di per sè più economica del trasformatore) e del grosso condensatore di accoppiamento (che può essere anche elettrolitico); perciò il fattore costo non è essenziale nell'assunzione del tipo di bobina.

4) Garanzia di funzionamento

Le difficoltà costruttive di una bobina di deviazione ad alta impedenza sono notevolmente maggiori di quelle di una bobina a bassa impedenza. E' chiaro che il pericolo di interruzione dell'avvolgimento ad alta impedenza, che consta di un gran numero di spire di filo sottile, è molto maggiore che nel caso di bobina a bassa impedenza di relativamente poche spire di filo grosso.

Questo è a favore della bobina a bassa impedenza.

5) Picco di tensione durante il ritorno

Il massimo picco di tensione di ritorno si verifica direttamente ai capi della bobina di alta impedenza, il cui alto isolamento richiesto per evitare scariche è assai difficile da realizzare. Con la bobina a bassa impedenza il massimo picco di tensione si verifica ai capi del primario del trasformatore, che può essere facilmente costruito ad alto isolamento.

Questo punto è in favore della bobina a bassa impedenza.

CIRCUITO ECONOMICO DI DEVIAZIONE.

La fig. 24 rappresenta un circuito di deviazione in cui si risparmia un tubo elettronico. In esse sono combinate le funzioni di generatore di dente di sega e di amplificatore finale. Si tratta di un multivibratore in cui il carico anodico del tubo T_1 è costituito dal trasformatore di uscita il cui secondario è caricato con la bobina di deviazione. L'onda di tensione sulla placca di T_1 ha una forma prossima a quella presente sull'anodo di uno stadio amplificatore di deflessione. Un inconveniente di questo circuito è la mancanza di linearità; ma è possibile, agendo sulla resistenza variabile nel catodo di T_1 e con altri mezzi normalmente escogitati per la linearizzazione, raggiungere una sufficiente linearità per la corrente anodica.

Invece di un multivibratore si può impiegare un oscillatore bloccato, che pure funziona da amplificatore di deviazione. In questo caso il trasformatore di uscita sostituisce il trasfor-

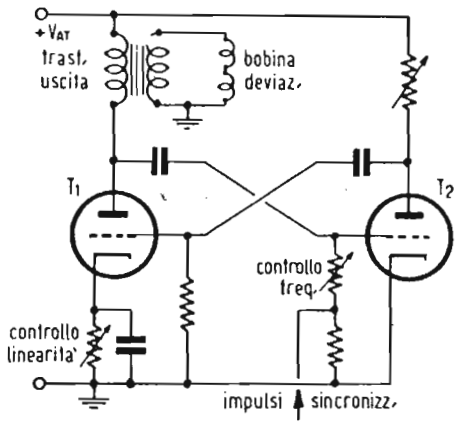


Fig. 24. — Circuito economico di deviazione elettromagnetica.

matore dell'oscillatore bloccato. Ma anche in questo caso la linearità è cattiva ed il risparmio del tubo viene annullato dai circuiti di correzione necessari per la linearizzazione.

CENTRAGGIO MAGNETICO.

Per ottenere il centraggio corretto dell'immagine sullo schermo fluorescente in un tubo catodico a deviazione elettromagnetica è necessario far scorrere nelle bobine deviatrici una componente di corrente continua variabile. Due sono le ragioni

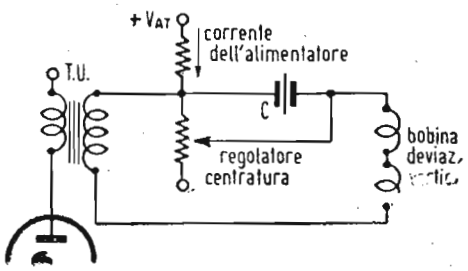


Fig. 25. — Circuito di centratura magnetica in senso verticale.

principali per cui il reticolo non risulta centrato sullo schermo: la prima è la distorsione del dente di sega deviatore, la seconda è la non coassialità del tubo catodico e del suo proiettore elettronico, che può essere meccanicamente spostato. La fig. 25 indica un circuito per la centratura in senso verticale. La componente continua necessaria della corrente è generalmente ottenuta dall'alimentatore anodico, collegando il potenziometro *P* regolatore di posizione in serie al conduttore di

ritorno $+V_{AT}$ o $-V_{AT}$. Quando il cursore di P occupa una posizione estrema la corrente attraverso la bobina vale circa il 12 % del valore punta a punta della sua corrente deviatrice. Per calcolare la resistenza del regolatore P occorre conoscere il valore dell'alta tensione $+V_{AT}$ disponibile e quello della resistenza della bobina di deviazione. Il potenziometro è generalmente di bassa resistenza (circa 20 Ω) per la centratura verticale; esso può essere del tipo a filo, con presa centrale, per

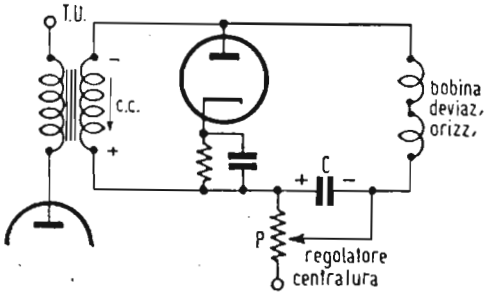


Fig. 26. — Circuito di centratura magnetica in senso orizzontale.

cui è possibile invertire il senso della corrente continua nella bobina.

Il condensatore C è un elettrolitico di grande capacità, a doppia polarizzazione e rappresenta un corto circuito della resistenza di P inserita, per la corrente a dente di sega.

Un circuito usato per la centratura dell'immagine in senso orizzontale è rappresentato in fig. 26. Quivi il centraggio è ottenuto in presenza di un tubo smorzatore.

La corrente continua media del tubo deve chiudersi attraverso il secondario del trasformatore di uscita (T.U.) o attraverso la bobina di deviazione orizzontale. Riferendoci agli schemi precedentemente esaminati per la deviazione orizzontale la corrente i_L nella bobina deviatrice contiene una componente continua positiva uguale alla componente continua negativa i_d nel diodo.

Per un tubo di uscita 6BG6 alimentato con 400 volt con un secondario di resistenza 5 Ω e una bobina deviatrice orizzontale di 13 Ω, le correnti continue di ritorno nel secondario e nella bobina sono rispettivamente di 76 mA e 29 mA. Quest'ultima corrente ha l'effetto di centrare il reticolo a destra o a sinistra. In fig. 26 non è necessario che il potenziometro P sia a presa centrale, perchè in condizioni ideali il cursore occupa una posizione per la quale la corrente continua nella bobina deviatrice è nulla; perciò tutta la corrente del tubo smorzatore deve ritornare attraverso il secondario del trasformatore di uscita. Spostando il cursore dalla posizione di opti-

mum scorre corrente continua nella bobina. Il valore di *P* è normalmente di 20 Ω. Anche in fig. 26 il condensatore *C* è di by passa per la corrente a dente di sega, ma la polarità ai suoi capi non può essere invertita. Si è già accennato che il primo centraggio dell'immagine sullo schermo si effettua spostando la bobina di focalizzazione lungo l'asse del tubo catodico; questo aggiustaggio è talvolta sufficiente allo scopo per cui i potenziometri *P* della fig. 25 e 26 possono essere aboliti. In tal caso si deve evitare che qualsiasi componente di corrente continua circoli nella bobina deviatrice orizzontale, mediante un condensatore di blocco posto come *C* in fig. 26. Allora tutta la corrente del tubo smorzatore trova il suo ritorno attraverso il secondario del trasformatore.

Altri schemi di circuiti di centraggio verranno pubblicati nel seguito trattando della ricezione televisiva.

CONTROLLO DI DIMENSIONI (geometria dell'immagine).

I due metodi più semplici per realizzare la regolazione delle dimensioni dell'immagine sono i seguenti:

1) uso di un potenziometro nel circuito anodico nel generatore trapezoidale;
2) uso di un potenziometro nel circuito di griglia dell'amplificatore di deviazione successivo al generatore.

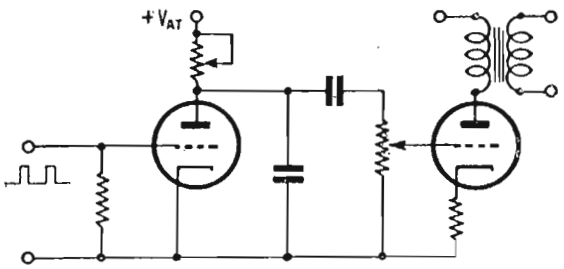


Fig. 27. — Due metodi per variare le dimensioni dell'immagine.

La fig. 27 riassume i due metodi. In quei ricevitori televisivi nei quali la tensione Va_2 per il 2° anodo del tubo catodico è ottenuta dal trasformatore di uscita dello stadio finale di riga, un aumento della tensione del generatore orizzontale si risolve in un aumento della tensione Va_2 col pericolo di superare i limiti massimi di lavoro del tubo catodico e col conseguente rimpicciolimento dell'immagine. (Si ricorda che l'angolo di deviazione del pennello elettronico è inversamente proporzionale alla radice quadrata della tensione del 2° anodo). Il controllo di larghezza (dimensione orizzontale) deve essere tale che la tensione Va_2 rimanga costante. L'uso di un po-

tenziometro in serie o in parallelo alla bobina di deviazione orizzontale non dà buoni risultati, perchè varia il carico del trasformatore di uscita con effetto retroattivo sulla tensione

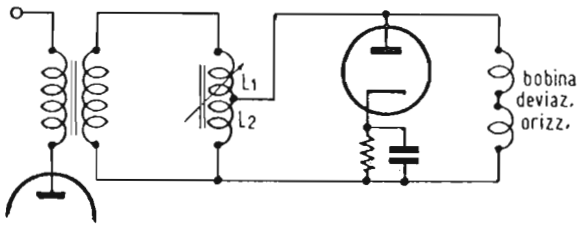


Fig. 28. — Controllo di larghezza per i televisori con V_{a2} ricavato dallo stadio finale di riga.

anodica. L'uso della bobina di larghezza in serie alla bobina di deviazione è già stato illustrato a proposito dei circuiti di deflessione orizzontale e verrà meglio trattato nel seguito.

Un altro metodo è quello di fig. 28 in cui il controllo della dimensione orizzontale è costituito da una bobina a presa

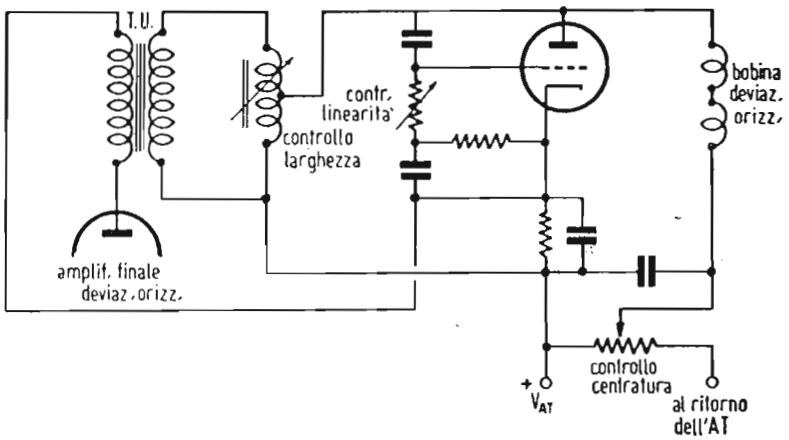


Fig. 29. — Stadio finale completo di deviazione orizzontale.

centrale di induttanza regolabile per mezzo di un nucleo di ferro polverizzato.

Portando il nucleo nella porzione L_1 l'induttanza in serie con la bobina deviatrice aumenta, mentre l'induttanza in parallelo con la stessa diminuisce. I due effetti concomitanti concorrono a ridurre la corrente nella bobina di deviazione. Il contrario avviene quando il nucleo è immerso nella porzione L_2, ossia la corrente nella bobina deviatrice aumenta. Il carico al secondario del trasformatore di uscita rimane praticamente costante se l'induttanza di controllo è opportunamente dimensionata. In fig. 29 si sono raggruppati i vari elementi di uno stadio finale orizzontale con triodo smorzatore, incrementatore dell'alta tensione, controllo di linearità e controllo

di larghezza. Il controllo di centratura è posto in serie col conduttore di ritorno dell'alimentarore anodico.

REALIZZAZIONE PRATICA DI CIRCUITI DEVIATORI.

Prima di terminare questa prima parte, generale teorica dei circuiti deflettenti (esame che verrà poi ripreso in seguito, in sede applicativa nella costituzione dei ricevitori TV) riteniamo opportuno dare alcuni dati di pratica realizzazione, relativi ad alcuni degli organi tipici già studiati.

Trasformatore d'uscita deflessione orizzontale ad alta tensione.

(Costruzione G.E. - Radiomarelli).

I dati elettrici di tale trasformatore con nucleo in « ferrite » (ferroxcube) risultano dalla seguente tabellina:

	Primario		Secondario		Terziario
Terminali	1 - 2	4 - 6	4 - 8	4 - 5	3 - 7
Resistenza c.c. - ohm	42	24	12	6	470
Spire	550	368	186	92	1450

che si riferisce allo schema della figura 30.

Questo trasformatore impiegato in unione al giogo di deflessione qui di seguito descritto, nel cicuito illustrato in fig. 31

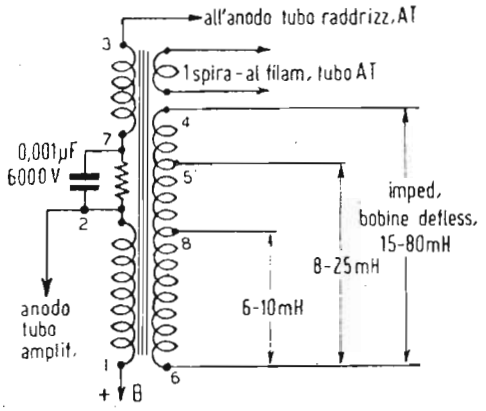


Fig. 30. — Valori tipici in trasformatore per deflessione orizzontale di tipo americano. Nucleo in « ferroxcube » o « ferrite » (ferro ceramico).

(ove sono altresì indicate le varie tensioni presenti nei punti particolari) può fornire una tensione anodica per il tubo catodico, sino a 15 kV.

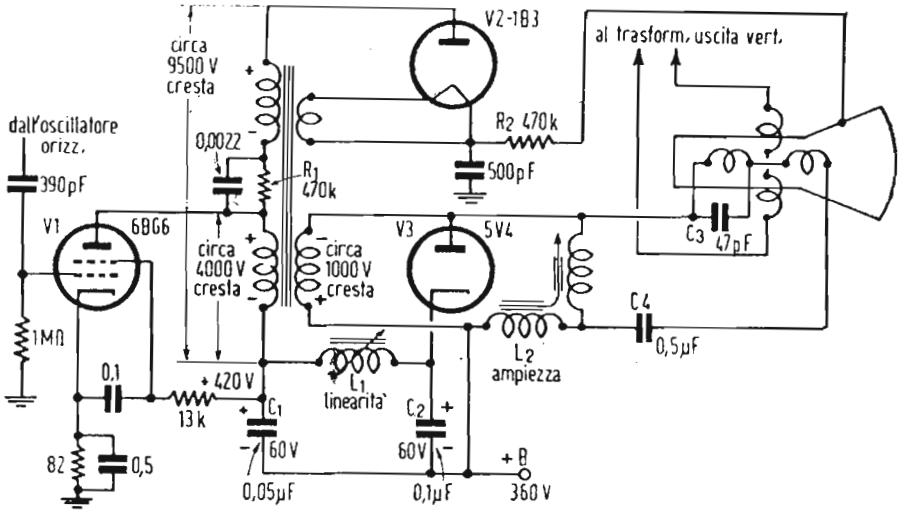


Fig. 31. — Valori tipici in uno stadio amplificatore orizzontale di tipo americano.

Giogo di deflessione.

La costituzione schematica nonchè i valori elettrici di un tipico moderno giogo di deflessione (comprendente le bobine deflettrici verticali ed orizzontali) realizzato dalla G.E. (Radiomarelli), risulta dalla fig. 32 e dalla tabellina qui riportata:

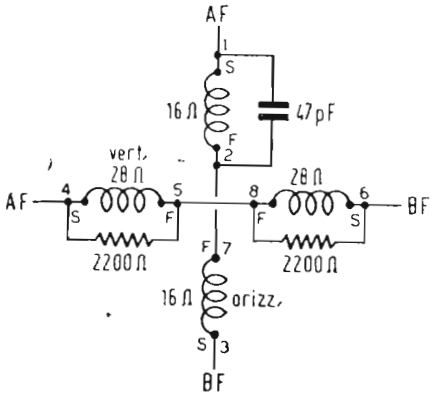


Fig. 32. — Valori tipici delle bobine di un giogo di deflessione di tipo americano.

	Bobine orizzontali	Bobine verticali
Induttanza - millihenry	15	30
Resistenza c.c. - ohm	32	56
Diametro filo - mm	0,25	0,2

Mantello anulare esterno in « ferroxcube » o « ferrite » (ferro ceramico).

Trasformatore d'uscita deflessione orizzontale ed E.A.T. (Costruzione PYE - Radio Minerva).

Schema classico. Avvolgimenti su nucleo « ferroxcube » o « ferrite ».

Primario (*P* - fig. 33): 200 spire filo diametro 0,25 mm; avvolto in 7 strati da 29 spire ciascuno.

Secondario (S_1 - fig. 33): (avvolto sopra il primario): 400 spire filo diametro 0,25; avvolto in 5 strati da 80 spire ciascuno, con prese alla 50ª e 300ª spira.

Secondario alta tensione (S_2 - fig. 33): 1200 spire filo diametro 0,1 mm; avvolte in bobina a nido d'api di 5 mm di lun-

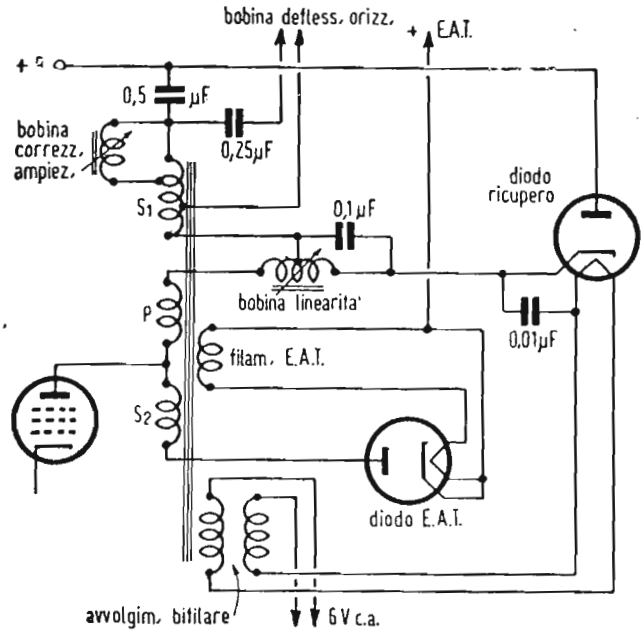


Fig. 33. — Stadio finale di deflessione orizzontale di tipo inglese (PYE).

ghezza assiale e diametro esterno non superiore a 50 mm. La bobina va avvolta su tubo di bakelite od altro ottimo isolante all'interno del quale trovano posto i due avvolgimenti « primario » e « secondario » sopracitati. Questa bobina va tutta impregnata con vernice (polistirolo) ad alto isolamento; il bordo esterno va poi ulteriormente impregnato con vernice isolante speciale « anti-corona ».

Giogo di deflessione. (Costruzione PYE - Radio Minerva).

Le quattro bobine (2 verticali e 3 orizzontali sono riunite come risulta dalla fig. 34. Dalla fig. 35 risulta anche la forma della sezione trasversale dei lati assiali di dette bobine. Le due bobine orizzontali sono più lunghe, assialmente, delle due verticali.

I valori elettrici del giogo deflettore completo sono i seguenti:

	Bobine orizzontali	Bobine verticali
Induttanza - millihenry	9	10
Resistenza c.c. - ohm	10	10
Numero spire	2 × 170	2 × 175
Diametro filo - mm	0,4	0,4

Mantello anulare esterno in « ferroxcube » o « ferrite » (ferro ceramico).

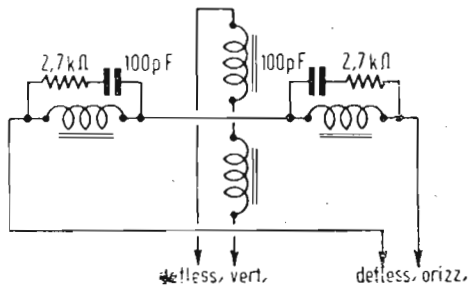


Fig. 34. — Valori tipici in un giogo di deflessione di tipo inglese (PYE).

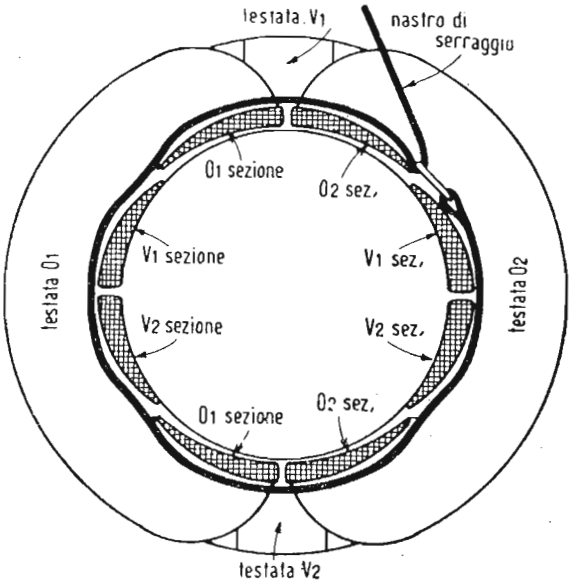


Fig. 35. — Sezione trasversale di un giogo di deflessione di tipo inglese (PYE). O_1 - O_2 = bobine orizzontali; V_1 - V_2 = bobine verticali.

Bobina di correzione ampiezza orizzontale. (Costruzione PYE - Radio Minerva).

450 spire filo diametro 0,3 mm, avvolte su tubetto isolante di 7 mm di diametro esterno (lunghezza assiale dell'avvolgimento 22 mm). Nucleo interno mobile in « ferrite ». Induttanza (senza nucleo): 0,62 mH. Resistenza 3,2 ohm.

Bobina di correzione linearità orizzontale. (Costruzione PYE - Radio Minerva).

550 spire filo 0,2 mm di diametro avvolte su tubetto isolante di 7 mm di diametro esterno (lunghezza assiale dell'avvolgimento 18 mm), con una presa alla 275ª spira. Nucleo interno mobile in « ferrite ». Induttanza (senza nucleo): alla presa (275 spire) 0,24 mH; totale 1 mH. Resistenza totale 10 ohm.

Trasformatore d'uscita verticale. (Costruzione PYE - Radio Minerva).

Primario: 2900 spire filo 0,15 mm di diametro; resistenza 380 ohm.

Secondario: 208 spire filo 0,55 mm di diametro; resistenza 1,6 ohm.

Nucleo ferro laminato da trasformatore 10 watt.

CIRCUITI SPECIALI.

Negli apparati televisivi trasmettenti e riceventi ricorrono sovente dei particolari tipi di circuiti amplificatori di costruzione insolita, che vogliamo qui accennare.

Stadio amplificatore con griglia a terra.

Questo tipo di amplificatore detto anche « ad eccitazione sul catodo », fornisce ottimi risultati nell'amplificazione a radio frequenza (particolarmente nella gamma delle VHF e UHF).

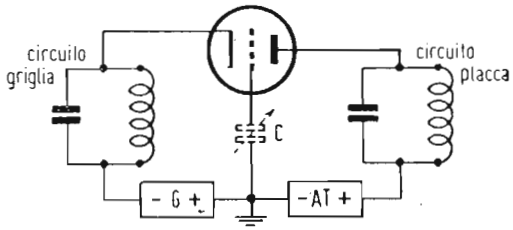


Fig. 36. — Circuito di principio di uno stadio amplificatore con griglia a terra.

Esso differisce dal classico circuito amplificatore con catodo a terra, pel fatto che il catodo è isolato e riceve l'eccitazione a radiofrequenza in entrato nello stadio, mentre la griglia di controllo (che generalmente riceve l'eccitazione) è messa a terra.

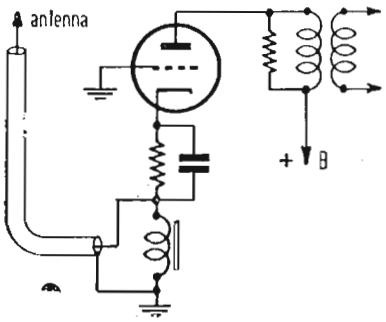


Fig. 37. — Stadio amplificatore d'entrata con griglia a terra, in un televisore.

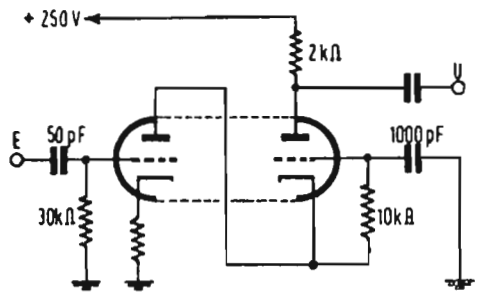


Fig. 38. — Circuito « cascode ».

Tale circuito è mostrato in fig. 36. Esso offre dei particolari vantaggi nei rispetti del tipo di circuito classico con catodo a terra, i più notevoli fra i quali sono:

a) non richiede praticamente neutralizzazione;

b) presenta una grande stabilità ed efficienza;

c) fornisce una potenza d'uscita maggiore qualora venga impiegato nei radio trasmettitori ad onde ultra corte (video ed audio).

Dall'esame della fig. 36 infatti, risulta evidente l'azione schermante della griglia a terra interposta fra i circuiti di catodo e di placca. Quando pertanto vengono prese precauzioni di montaggio, onde evitare accoppiamenti esterni non desiderati (sia induttivi che capacitivi) fra i due circuiti di griglia e di placca, il tubo amplificatore con griglia a terra non richiede alcuna speciale neutralizzazione.

Si tenga ben presente che la griglia va messa a terra efficientemente, con una connessione brevissima di larga sezione. Se, come accade sovente, nei circuiti trasmettenti o comunque di grandi dimensioni, ciò non è possibile, occorre sintonizzare il collegamento di terra con un condensatore in serie di adatta capacità (*C* - fig. 36) onde realizzare un circuito avente la minima impedenza alla frequenza di lavoro.

Questo tipo di amplificatore trova frequente ed efficiente impiego negli stadi amplificatori a radio frequenza dei televisori. La fig. 37 dà lo schema di un circuito di questo genere.

Amplificatore cascode.

Una derivazione dell'amplificatore con griglia a terra è costituita dall'amplificatore radiofrequenza cosidetto « cascode ».

Questo circuito utilizza due triodi: un primo triodo, funzionante come un normale amplificatore con catodo a terra è

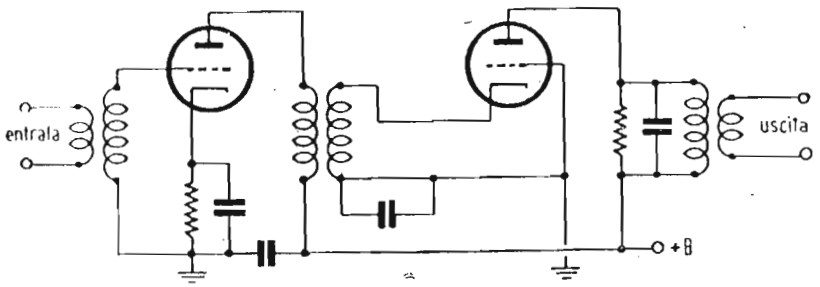


Fig. 39. — Circuito amplificatore tipo « cascode ».

seguito da un secondo triodo con griglia a terra. Le figg. 38 e 39 ne dànno lo schema generale di principio.

Il circuito cascode viene frequentemente utilizzato come preamplificatore d'antenna negli impianti riceventi televisivi ove il campo prodotto dalla stazione emittente è molto debole. E'

anche molto usato come primo stadio in alta frequenza nei ricevitori TV.

Sebbene il circuito « cascode » non abbia un guadagno molto superiore a quello di uno stadio a pentodo singolo, esso è però preferito, perchè a parità di guadagno possiede un rapporto segnale/soffio molto più elevato.

Stadio amplificatore ad accoppiamento catodico.

Questo particolare tipo di stadio amplificatore a video frequenza, chiamato sovente nella letteratura tecnica anglo-americana « cathode follower », è caratterizzato dal fatto che la re-

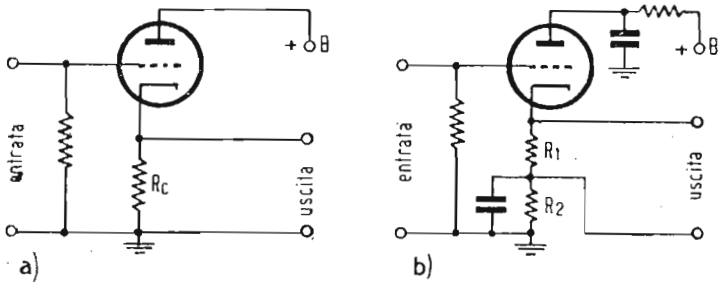


Fig. 40. — Stadio amplificatore con uscita catodica.

sistenza di carico trovasi nel circuito catodico anzichè in quello anodico, come risulta dalla fig. 40 a).

L'ingresso avviene, come di regola, sul circuito di griglia, mentre l'uscita è presa ai capi della resistenza catodica *R*c, la quale non è pertanto shuntata da alcuna capacità, appunto nell'intento di assicurare la piena tensione variabile d'uscita. Possono venire usati triodi o pentodi. Talvolta viene inserita una resistenza di caduta nel circuito anodico, allo scopo di ridurre la tensione sulla placca del tubo; tale resistenza (*R* - fig. 40 b), deve però essere accuratamente by-passata verso terra da una opportuna capacità in modo da impedirle di agire come resistensa di carico anodico.

Uno dei principali vantaggi offerti dallo stadio ad accoppiamento catodico è quello di costituire un perfetto dispositivo di raccordo fra un circuito ad alta impedenza ed uno a bassa impedenza con totale indipendenza dalle caratteristiche dei due circuiti entro estese gamme di frequenza.

Per tale ragione esso è sovente usato negli impianti trasmittenti di televisione per raccordare l'uscita di un video amplificatore ad alta impedenza (carico anodico 3000 ÷ 5000 ohm) con l'entrata di un cavo coassiale a bassa impedenza (75 o 50 ohm).

L'efficienza di raccordo d'impedenze dello stadio ad accoppiamento catodico deriva dal suo ingresso ad alta impedenza e dalla sua uscita a bassa impedenza.

Un'applicazione interessante di tale stadio amplificatore viene fatta nei procedimenti di misure di responso di amplificatori video; in tal caso, lo stadio ad accoppiamento catodico frapposto fra amplificatore sotto misura e gli strumenti di misura si comporta come un efficiente « separatore ».

Anzi l'uso come « separatore-accoppiatore » tra i vari stadi ed organi di un complesso di controllo in un'installazione trasmettente di TV è molto praticato.

Volendo analizzare, in via teorica, il funzionamento dello stadio ad accoppiamento catodico, occorre dapprima stabilire il valore dell'impedenza d'uscita che è dato da:

$$Z_u = \frac{(1/g_m) \times R_c}{(1/g_m) + R_c} \qquad [47]$$

ove gm è la transconduttanza o conduttanza mutua, ed Rc è la resistenza di catodo. Il guadagno dello stadio è:

$$G = \frac{g_m \times R_c}{1 + g_m \times Rc}$$

Come si vede, il guadagno è sempre inferiore all'unità (cioè lo stadio non amplifica mai); ciò si verifica a causa dell'effetto di controreazione (reverse feedback) del segnale in uscita su quello in entrata.

Maggiore sarà il valore di Rc, e più vicino all'unità sarà il guadagno dello stadio.

Comunque impedenze in uscita molto basse (dell'ordine di 50 a 100 ohm) possono aversi in uscita con un guadagno molto vicino ad 1.

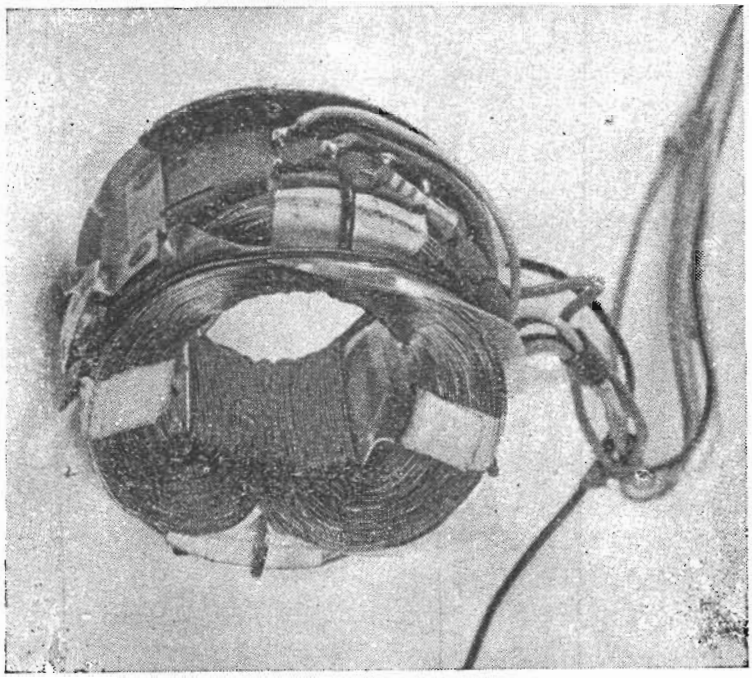
Quando occorresse di trovare il valore di Rc ottimo per l'ottenimento di una data impedenza d'uscita Zu, si ricorrerà alla formula:

$$R_c = \frac{(1/g_m) \times Z_u}{(1/g_m) - Z_u} \qquad [48]$$

Nello stadio ad accoppiamento catodico non si verifica la inversione di fase di 180° tipica degli stadi amplificatori ordinari.

La caduta di tensione lungo la resistenza catodica *R*c, assicura la necessaria polarizzazione al tubo amplificatore. Qualora però il valore di *R*c richiesto per il corretto raccordo d'impedenza, risultasse troppo basso per il necessario valore di polarizzazione, si potrà ricorrere all'inserzione di una resistenza catodica addizionale, opportunamente by-passata per la più bassa frequenza passante. Come risulta dalla fig. 40 b) il segnale in uscita è derivato dal punto di unione delle due resistenze catodiche.

Uno stadio separatore-raccordatore con uscita catodica è sempre impiegato con profitto quando si tratti di inviare un segnale a video frequenza su un cavo di collegamento a bassa impedenza.



Giogo di deflessione per tubi catodici grandangolari.

Autorizzazione del Tribunale di Milano 16-1-61 - N. 5502 del Registro
Direttore responsabile ALFONSO GIOVENE - Proprietà della Editrice Il Rostro
Distribuzione in abbonamento postale - Gruppo II
Distribuzione STE - Milano

CORSO
TEORICO - PRATICO DI
TELEVISIONE

DISPENSA

N. 18

SOMMARIO

LEZIONE XXX

Calcolo dello stadio di uscita per la deflessione orizzontale.
— Domande alle quali l'allievo deve rispondere.
— Domande e risposte su argomenti trattati nel 6° gruppo di 5 lezioni (Lezioni XXVI, XXVII, XXVIII, XXIX e XXX)
(Dispense 16ª, 17ª e 18ª)

TUTTI I DIRITTI RISERVATI ALLA
EDITRICE IL ROSTRO - MILANO

TIPOGRAFIA EDIZIONI TECNICHE - MILANO - VIA BALDO DEGLI UBALDI, 6

LEZIONE XXX

CALCOLO DELLO STADIO DI USCITA PER LA DEFLESSIONE ORIZZONTALE.

Esaminiamo ora più da vicino il comportamento dei circuiti della deflessione orizzontale già trattati nella dispensa 17ª (Lezione XXIX), seguendo C. I. Boers e A. G. Uitjens.

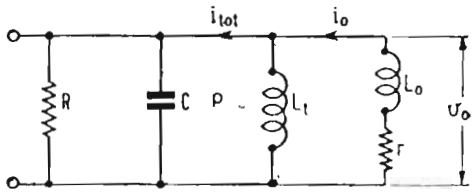


Fig. 41. — Circuito equivalente dello stadio finale orizzontale.

In fig. 41 è rappresentato il circuito equivalente dello stadio di uscita orizzontale, schema che serve di base per l'impostazione del calcolo del trasformatore di uscita.

Significato dei simboli:

R = resistenza comprendente le perdite magnetiche nel nucleo del trasformatore e nello schermo della bobina di deviazione, le perdite del raddrizzatore, per l'E.A.T. (riscaldamento del catodo, potenza di entrata) e le perdite dielettriche.

Cp = capacità della bobina di deviazione più la capacità riflessa dei tubi elettronici.

Lt = induttanza del trasformatore.

Lo = induttanza della bobina di deviazione.

r = resistenza degli avvolgimenti (bobina di deviazione più trasformatore.

vo = tensione ai capi del circuito equivalente.

La bobina di deviazione insieme col trasformatore e i tubi costituiscono infatti un circuito accordato provvisto di capacità, induttanza e resistenza. Per semplicità si trascurano l'induttanza e le capacità distribuite.

L'induttanza totale L del circuito risulta dal parallelo di Lt e di Lo, trascurando per ora la resistenza r, si ha $L = \frac{Lt\,Lo}{Lt + Lo} = k_1\,Lo$, in cui $k_1 = \frac{1}{1 + Lo/Lt}$ è il fattore di [49], riduzione della Lo ad opera della Lt.

La linearità del dente di corrente richiede la costanza della velocità di variazione della corrente stessa nelle bobine di deviazione.

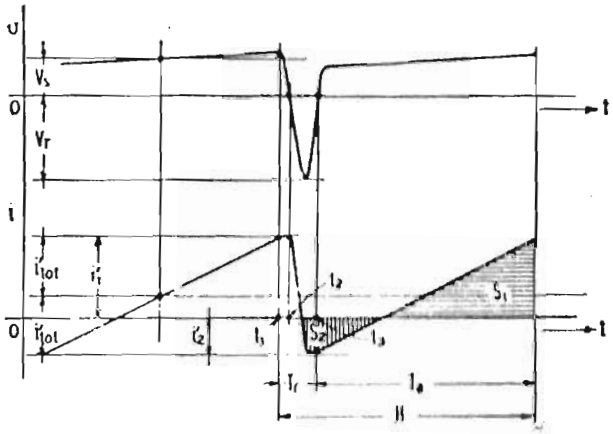


Fig. 42. — Forme d'onda della tensione e della corrente nel circuito della fig. 41.

La tensione $v$oa ai capi del circuito durante l'andata risulta allora pure costante.

Riferendoci alla fig. 34 detto 2 i'o (*) il valore punta a punta della corrente di deviazione, la tensione $v$oa del tempo Ta di andata vale:

$$v\text{oa} = \frac{2\,Lo\,i'\text{o}}{T\text{a}} = \frac{2\,L\,i'\text{tot}}{T\text{a}} \qquad [50]$$

in cui i'tot $> i'$o è la corrente totale assorbita da Lt e da Lo e rappresenta la corrente di punta dell'alternanza del dente di sega. Si noti che

$$\frac{L}{Lo} = \frac{i'\text{o}}{i'\text{tot}}.$$

(*) Le lettere contrassegnate da un apice indicano i valori di punta. Es.: i'_o = corrente di punta (valor massimo) nella bobina di deviazione orizzontale.

Le lettere contrassegnate da due apici indicano i valori medi. Es.: V''_o = valor medio della tensione ai capi della bobina di deviazione orizzontale.

L'energia magnetica Em nel circuito equivalente induttivo ha l'espressione:

$$Em = \frac{1}{2} L i''\text{tot} = Emo + Emt \qquad [51]$$

in cui Emo è l'energia magnetica nella bobina di deviazione determinata essenzialmente dall'angolo di deviazione massima del raggio catodico e dall'E.A.T., Emt è l'energia magnetica del trasformatore.

Introducendo il *rapporto di ritorno* $p = \dfrac{Tr}{Tr + Ta}$, la [50] diventa:

$$voa = \frac{2\, L\, i'\text{tot}\, fo}{1 - p}$$

e successivamente:

$$\frac{voa\, i'\text{tot}}{4} = \frac{L\, i''\text{tot}\, fo}{2(1-p)} = \frac{fo\, Em}{1-p} = \frac{Pm}{1-p} \qquad [52]$$

in cui $fo = 1/H$ è la frequenza di riga.

Il prodotto $Pm = fo\, Em$ essendo l'energia nell'unità di tempo, rappresenta la potenza richiesta allo stadio per la scansione. Come regola pratica ad esempio si può ritenere che per ogni 1000 V di E.A.T. occorrono $1 \div 1{,}5$ VA di potenza.

Il ritorno del dente di sega ha un andamento praticamente sinoidale di periodo τr leggermente inferiore a $2\, Tr$. All'istante t_1 (vedi fig. 42) la corrente deviatrice inizia il ritorno. Poichè non possono verificarsi discontinuità di tensione ai capi del circuito accordato, l'onda sinoidale, ha all'istante t_1 di inizio, per tangente la retta costituente il tratto di andata precedente. Durante il ritorno la tensione al catodo del diodo incrementatore è positiva rispetto al suo anodo; all'istante t_3 quando la velocità di variazione della funzione sinoidale è uguale a quella che aveva in t_1, il diodo incrementatore diviene conduttivo e inizia un nuovo ciclo.

La corrente di ritorno ir ha l'espressione:

$$ir = i'\text{tot} \cos \omega r\, (t - t_2) \qquad [53]$$

Per il tempo di ritorno Tr si trova l'espressione:

$$Tr \cong \frac{\pi}{\omega r}\left(1 + \frac{4}{\pi^2}\frac{Tr}{Ta}\right) = \frac{\pi}{\omega r}\left[1 + \frac{\pi^2 p}{4(1-p)}\right] \qquad [54]$$

Non si confonda Tr tempo di ritorno col periodo τr proprio della oscillazione sinoidale di ritorno. La [54] mette anzi in chiaro che per gli usuali valori del rapporto di ritorno p compresi 0,09 e 0,18 il tempo di ritorno Tr è superiore ad un semiciclo dell'oscillazione sinoidale del $(4 \div 8)\%$, ossia:

$$Tr = k_1 \frac{\tau r}{2} \qquad [55]$$

dove $k_1 = (1{,}04 \div 1{,}08)$.

La tensione di ritorno ai capi del circuito deviatore è fornita dalla:

$$vor = \frac{d\,ir}{dt} = -\,\omega r\, L\, i'tot\, sen\, \omega r\, t \qquad [56]$$

ossia la vor ha senso opposto alla voa.

Il valore massimo di punta di tensione di ritorno è dato dall'ampiezza dell'oscillazione sinoidale della [56], cioè:

$$V'or = \omega r\, L\, i'tot \qquad [56']$$

Facendo il rapporto kr del picco di tensione di ritorno dato dalla [56'] al valore della tensione di andata fornito dalla [50], introducendo nuovamente il rapporto di ritorno p, si trova:

$$kr = \frac{V'or}{voa} = \frac{\omega r\, Ta}{2} = \frac{\pi}{2}\left(\frac{1-p}{p}\right) + \frac{2}{\pi} \qquad [57]$$

E' evidente che quanto più breve è il ritorno tanto più alto è il picco di tensione ottenibile. La [57] indica che per i valori di p compresi tra 0,09 e 0,18, kr varia da 16 a 8 con andamento prossimo all'iperbolico.

Se il circuito fosse senza perdite tutta l'energia magnetica data dalla [51] sarebbe fornita alla bobina deviatrice e al trasformatore, e la deflessione non verrebbe mai meno. Nella stessa ipotesi l'energia immagazzinata nell'induttanza complessiva L all'inizio del ritorno è quella corrispondente alla corrente di punta positiva i'_1 del dente, ossia:

$$E_1 = \frac{L\, i'^2_1}{2} \qquad [58]$$

Durante il ritorno una parte di E_1 viene sfruttata per la generazione dell'E.A.T., un'altra parte si dissipa in perdite magnetiche ed elettriche (rappresentate dalla resistenza derivata R in fig. 41). Pertanto alla fine del ritorno l'energia effettivamente immagazzinata in L è $E_2 < E_1$:

$$E_2 = \frac{L\, i'^2_2}{2}$$

dovuta alla corrente di punta negativa i'_2 del dente.

La potenza P_1 richiesta per il tratto di andata, per la [58] vale:

$$P_1 = \frac{E_1}{H} = \frac{L\, i_2^2}{2\, H} = \frac{L\, i'^2_1}{2}\, fo \qquad [59]$$

Analogamente la potenza P_2 disponibile dopo il ritorno è data dalla [59]:

$$P_2 = P_1 - Pr = \frac{E_2}{H} = \frac{L\, i'^2_2}{2\, H} = \frac{L\, i'^2_2\, \mathrm{fo}}{2} \qquad [60]$$

in cui si sono indicate con Pr le perdite durante il ritorno.

Il rendimento del circuito vale:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_1 - Pr}{P_1} = \frac{i'^2_1}{i'^2_2} = \frac{S_2}{S_1} = 0{,}5 \div 0{,}8 \qquad [61]$$

dove S_1 è l'area tratteggiata orizzontalmente in fig. 42 e S_2 è l'area tratteggiata verticalmente nella stessa figura. Allora le perdite che si verificano durante il ritorno sono proporzionali alla differenza $S_1 - S_2$; il loro effetto è quello di produrre uno spostamento del dente di sega rispetto all'asse della corrente nulla nel senso di creare una componente continua proporzionale alla distanza fra l'asse delle alternanze del dente e l'asse del tempo. Non fa meraviglia l'asimmetria del dente di fig. 42 rispetto all'asse zero corrente, perchè essa si manifesta solo durante l'andata quando il trasformatore è effettivamente percorso da corrente continua; durante il ritorno, alla corren-

te di ritorno ir si somma la corrente i_R nella resistenza R rappresentativa delle perdite e la risultante è tale che le aree sopra e sotto l'asse zero corrente, comprese dal suo grafico in funzione del tempo sono simmetriche, tale è in conseguenza pure l'andamento della corrente di deviazione. Poichè R non è un elemento reale, ma fittizio, non è possibile misurare la corrente i_R che si suppone scorra in essa durante il ritorno.

Dalla [61] si deduce la relazione che lega il rendimento al valore punta a punta della corrente totale necessaria per la massima deviazione:

$$2\, i'\text{tot} = i'_1 + i'_2 = i'_1\,(1 + \sqrt{\eta}) \qquad [62]$$

La corrente addizionale (i'_1 — i'tot) è sufficiente a compensare le perdite di energia durante ciascun ritorno.

Detta Pm la potenza magnetica totale fornita al circuito deviatore, ricordando le [58], [59] e [61] si trova:

$$P_1 = \frac{L\, i''\text{tot}}{2}\, fo\, \left(\frac{2}{1 + \sqrt{\eta}}\right)^2 = \frac{4\, Em\, fo}{(1+\sqrt{\eta})^2} = \frac{4\, Pm}{(1+\sqrt{\eta})^2} \qquad [63]$$

la [63] lega la potenza di entrata P_1 al rendimento del circuito. Analogamente si deduce la relazione fra l'energia durante l'andata ed il rendimento:

$$vo\text{a}\; i'_1 = \frac{8\, Pm}{(1 - p)\,(1 + \sqrt{\eta})} \qquad [64]$$

Durante la scansione l'influenza della resistenza r propria della bobina di deviazione si manifesta con una perdita di energia. Una tensione a dente di sega di valore di punta:

$$\Delta\, vo = 2\, r\, i'\text{o}$$

si somma alla f.e.m. indotta nella bobina a formare la totale tensione ai capi del circuito, il valor medio V''o della quale è legato a $\Delta\, vo$ dalla relazione:

$$\frac{V''\text{o}}{\Delta\, vo} = \frac{fo\, L}{(1 - p)\, r} \qquad [65]$$

subito deducibile ricordando la [50] e l'espressione $Ta = \dfrac{1 - p}{fo}$.

La corrente nella bobina assume il suo valore massimo $i'o$ solo alla fine della scansione, mentre durante l'intera andata ha valori minori di $i'o$; ciò significa che la tensione ai capi della bobina è maggiore alla fine dell'andata che al principio, come indica la forma d'onda di vo in fig. 42, il valor medio del prodotto della tensione per la corrente durante la seconda metà del dente è maggiore che durante la prima metà, in conseguenza la potenza assorbita dalla bobina nella seconda metà supera la potenza restituita dopo il ritorno. Le perdite Pa durante l'andata sono fornite dalla:

$$Pa = \frac{1}{3} i'o^2 \, r \, (1 - p) \qquad [66]$$

La presenza della resistenza r impone di fornire alla bobina una tensione non costante, perchè se tale fosse, per effetto della variazione della f.e.m., al termine della scansione si avrebbe una velocità di variazione della corrente non costante, ma diminuita rispetto all'inizio secondo il fattore $\frac{\Delta vo}{V''o}$.

La linearità del dente di sega può essere ottenuta con tensione costante disponendo in serie con la bobina di deviazione un'impedenza ai cui capi si localizza una tensione a dente di sega opposta a quella della stessa forma ai capi della r. A tal uopo si può sfruttare come resistenza correttrice la resistenza interna del diodo incrementatore disposto in serie alla bobina deviatrice. Questo sistema comporta però notevoli perdite durante la scansione. E' preferibile l'uso di una piccola bobina correttrice di linearità L_1 a nucleo in ferroxcube premagnetizzato da un magnete permanente, in serie con la bobina deviatrice come mostra la fig. 43. L'induzione massima si ha col nucleo saturato al termine dell'andata, in queste condizioni l'induttanza di L_1 è molto piccola e la caduta di tensione ai suoi capi è minima, mentre all'inizio della scansione l'induttanza di L_1, e la tensione ai suoi capi, sono molto maggiori. In altri termini la bobina L_1 ha un'induttanza che è variabile in funzione della corrente con legge prossima all'iperbolica. Il magnete permanente può essere regolato in modo che la diminuzione della tensione ai capi della L_1 coll'aumentare della corrente deflettrice, compensa la variazione di tensione generata

dalle resistenze. La corrente deviatrice e la tensione ai capi di L_1 in funzione del tempo sono mostrate in fig. 44.

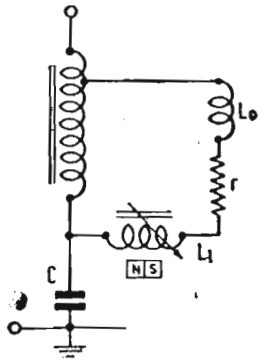


Fig. 43. — Linearizzazione della corrente a dente per mezzo di una bobina L_1 a nucleo di Ferroxcube.

Si richiede di disporre una resistenza in parallelo alla L_1 per smorzare certe oscillazioni che facilmente si innescano alla frequenza naturale della bobina. Anche questo metodo comporta sensibili perdite di energia durante il ritorno. Altri metodi di correzione della linearità (resistenza variabile sul catodo del tubo pilota, componente parabolica della corrente anodica del-

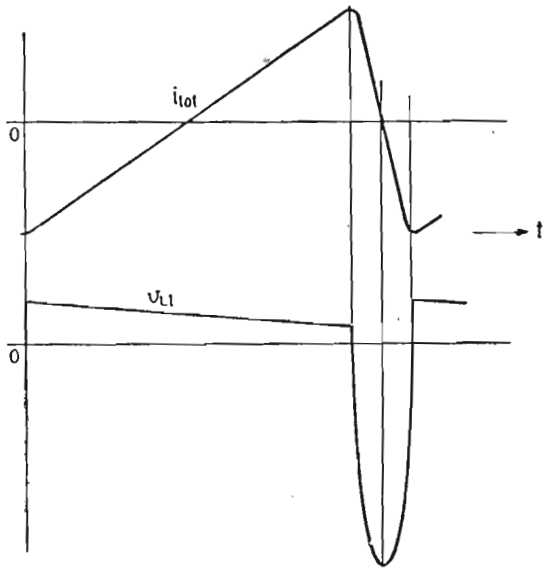


Fig. 44. — Forma d'onda di tensione e corrente relative al circuito di fig. 43.

l'oscillatore bloccato ecc.) verranno discussi nelle successive lezioni riguardanti gli schemi dei ricevitori TV.

Nel progettare un circuito incrementatore si devono considerare i seguenti punti (si fa riferimento alla fig. 41 di questa Dispensa e alla fig. 20 della Dispensa 16):

a) il tubo pilota ed il diodo devono poter sopportare il valor medio della corrente;

b) il tubo pilota deve fornire la corrente di punta richie-

sta senza che sia necessario aumentare la tensione di schermo oltre il valore della tensione disponibile dell'alimentatore, sempre rimanendo nei termini di dissipazione ammissibili per lo schermo;

c) i picchi di tensione al tubo pilota ed al diodo non devono essere esagerati.

Ci si può assicurare di quanto sopra col seguente procedimento:

I) Per ogni elemento del circuito si valutano separatamente e quindi si sommano le seguenti perdite di potenza:

Pm = perdite magnetiche (nel gioco di deviazione Pmo = $1 \div 1{,}5$ VA/kV);

Pr = perdite durante il ritorno;

Pa = perdite durante l'andata provocate dalle resistenze in serie ecc.;

Pcd = perdite nel carico del diodo comprensive delle perdite provocate nel circuito incrementatore.

II) Il valor medio della corrente anodica i''a è fornito dalla:

$$i''\mathrm{a} = \frac{Pr + Pa + Pcd}{V_{AT}} \qquad [67]$$

III) Poichè nel diodo passa la corrente $i''\mathrm{d} = i''\mathrm{a} + i''\mathrm{cd}$, in cui i''cd è il valor medio della corrente nella capacità C (figura 20, Dispensa 16ª) si calcola il parametro: $\psi = 1 + i''\mathrm{cd}/i''\mathrm{a}$.

IV) Si calcolano:

$$\sqrt{\eta} = \frac{4\,Pm - Pr}{4\,Pm + Pr}, \qquad [68]$$

(η = rendimento);

$$\alpha = \frac{Pr + Pcd}{Pr + Pa + Pcd}. \qquad [69]$$

V) Si calcola il rapporto di trasformazione fra il numero di spire al diodo al numero di spire all'anodo del tubo pilota:

$$k_2 = \frac{n_1 + n_2}{n_1 + n_2 + n_3} = \frac{\sigma + \eta}{(1 + \sigma)\,\psi} \qquad [70]$$

dove:

$$\sigma = \frac{i''s}{i''a - i''s} \qquad [71]$$

$i''s$ è la corrente supplementare, ossia la quantità di cui la corrente anodica ia supera il valore richiesto; per effetto della maggiorata ia il diodo rimane conduttivo per tutto il tempo dell'andata.

Per una tensione pilota a dente di sega, $\sigma = 0{,}1$, mentre per una tensione pilota ad impulsi, $\sigma = 1 + 2\sqrt{\eta}$.

VI) Si calcola il rapporto fra il numero di spire all'anodo del tubo pilota e il numero di spire alla bobina deviatrice:

$$k_3 = \frac{n_1 + n_2 + n_3}{n_1} = \frac{\alpha V_{AT}}{(1 - k_2) V_{oa}} \qquad [72]$$

VII) Si calcola il valore di punta della corrente anodica:

$$i'a \geqq \frac{8 Pm}{V_{AT}} \cdot \frac{1 - k_2}{\alpha (1 + \sqrt{\eta})(1 - p)} \qquad [73]$$

$i'a$ deve essere maggiore del 2° membro per assicurare che la corrente supplementare is non si annulli mai, affinchè il diodo sia conduttivo durante tutto il tempo di andata.

VIII) Si calcola la tensione di punta $V'a$ all'anodo del tubo pilota:

$$V'a = \frac{(1 + kr) V_{AT} \alpha}{1 - k_2} \qquad [74]$$

IX) Si calcola la tensione di punta $V'd$ ai capi del diodo:

$$V'd = k_2 \cdot V'a$$

Se si fanno k_2 e V_{AT} di basso valore si ottiene un alto valore della corrente di punta e viceversa. La condizione migliore è quella per cui si assumono i massimi valori ammissibili nel 1° membro della:

$$i'a\ V'a = \frac{8 Pm (1 + kr)}{(1 + \sqrt{\eta})(1 - p)} \qquad [75]$$

Sostituendo al 2° membro dell'espressione di $V'd$ il valore dato in VIII) per $V'a$, si ha:

$$V'd = \frac{(1 + kr)\, V_{AT}\, \alpha}{1/k_2 - 1} \qquad [76]$$

quest'ultima pone una limitazione a V_{AT}, affinchè $V'd$ non raggiunga valori proibitivi.

Per la tensione ai capi di C si trova l'espressione approssimata:

$$v_C \cong \frac{\alpha\, V_{AT}}{1/k_2 - 1} = \frac{V'd}{1 + kr} \qquad [77]$$

ossia la tensione fra la capacità e la massa vale:

$$v_C + V_{AT} = \frac{V'd}{1 + kr} + V_{AT}$$

quest'ultima rispecchia il caso in cui il condensatore C del diodo incrementatore viene ritornato al $+V_{AT}$ anzichè a massa (v. fig. 45).

Assumendo $V_{AT} = 180$ V; $\alpha = 0{,}75$; $k_2 = 0{,}75$; $\sqrt{\eta} = 0{,}75$, valori che si riscontrano in pratica, l'ultima espressione mostra che per un rapporto di ritorno p superiore a 0,15 la tensione $v_C + V_{AT}$ fra catodo e filamento del diodo diventa 550 volt, ossia è più pericolosa del picco inverso di tensione fra catodo e anodo. Con lo standard italiano in cui il tempo di soppressione orizzontale è il 18 % del periodo H di riga, il rapporto di ritorno è certamente assai minore di 0,15, perciò la cosa non preoccupa.

Per il calcolo del numero di spire dell'autotrasformatore di uscita valgono i seguenti criteri (validi pure per un trasformatore di uscita):

Poichè, come si è visto sopra, l'induttanza risultante del circuito anodico vale $k_1\, L_o$, la corrente che il tubo pilota deve fornire viene aumentata nel rapporto $1/k_1 = 1 + L_o/L_t$; è evidente che conviene far grande k_1 per contenere in limiti ristretti l'incremento di corrente del tubo di uscita. Si osserva che oltre un certo punto è inutile aumentare L_t, infatti quan-

do Lo/Lt diviene trascurabile rispetto all'unità un ulteriore incremento di Lt non giova all'aumento di k_1. Si osserva ancora che k_1 è pure funzione del fattore di accoppiamento il quale se è minore di 1 porta ad una diminuzione di k_1 per

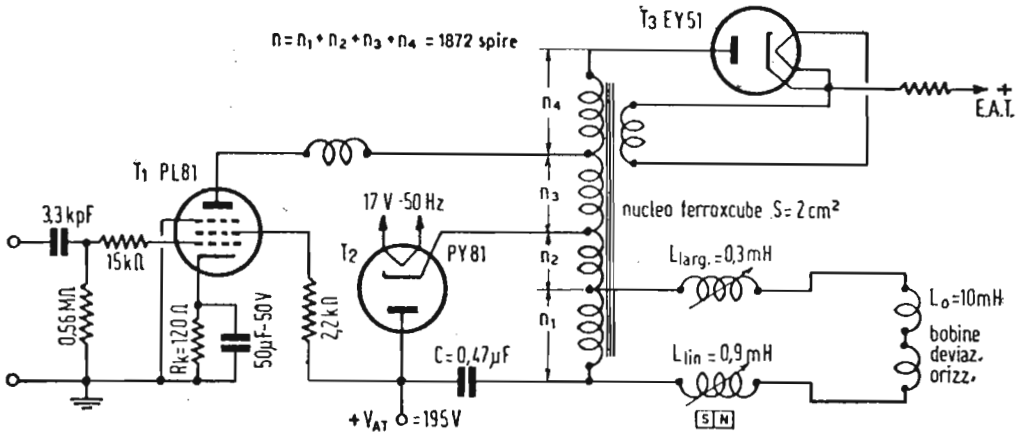


Fig. 45. — Stadio finale orizzontale per l'esempio numerico di stadio di deviazione orizzontale.

quanto grande sia Lt a motivo dell'energia del campo magnetico assorbita dalle induttanze disperse, in proporzione costantemente crescente. Con un fattore di accoppiamento di 0,99 l'optimum è di porre $Lo/Lt = 0{,}18$.

L'induttanza Lt del trasformatore con n_1 spire, che provvedono l'accoppiamento con la bobina di deviazione, avvolte sopra un nucleo di ferroxcube, o simile materiale magnetico polverizzato, può essere valutata con la seguente relazione:

$$Lt \cong 8\, n_1^2 \cdot 10^{-4} \text{ mH} \qquad [78]$$

Essendo l'induttanza massima nel nucleo

$$B\max = \frac{Voa\ Ta}{2\, n_1\, S} \cdot 10^8 \text{ gauss} \qquad [79]$$

in cui S è la sezione retta del nucleo, risulta opportuno far grande n_1 per diminuire le perdite di magnetizzazione proporzionali a $B\max^{1,6}$.

D'altro canto n_1 trova delle limitazioni nel piccolo volume disponibile del trasformatore nella capacità propria degli avvolgimenti che diviene particolarmente dannosa per l'avvolgimento di n_4 spire per l'E.A.T., al quale si dà la forma di anello piatto di grande diametro appunto per ottenere la minima capacità dispersa possibile.

In pratica si possono realizzare valori di $Lt = (3 \div 10)\ Lo$.

Il calcolo del numero di spire delle singole sezioni dell'avvolgimento trasformatorio si esegue in funzione dei rapporti:

$$k_2 = \frac{n_1 + n_2}{n_1 + n_2 + n_3} \text{ e } k_3 = \frac{n_1 + n_2 + n_3}{n_1}$$

forniti rispettivamente dalle formule [70] e [72].

Allora il numero di spire al diodo si valuta così:

$$n_1 + n_2 = n_1 \; k_2 \; k_3$$
$$n_2 = n_1 \; (k_2 \; k_3 - 1) \qquad [80]$$

Analogamente il numero di spire all'anodo del tubo pilota vale:

$$n_1 + n_2 + n_3 = n_1 \; k_3$$
$$n_3 = n_1 \; k_3 - (n_1 + n_2) = n_1 \; k_3 - n_1 \; k_2 \; k_3 = n_1 \; k_3 \; (1 - k_2) \qquad [81]$$

Analogamente il numero di spire n_4 per la sopraelevazione trasformatorica dell'impulso di tensione anodica $V'a$ di ritorno per l'E.A.T. si determina così:

$$\frac{n_1 + n_2 + n_3 + n_4}{n_1 + n_2 + n_3} = \frac{V'_{EAT}}{V'a}$$

$$n_4 = (n_1 + n_2 + n_3) \left(\frac{V'_{EAT}}{V'a} - 1\right) \qquad [82]$$

Si avverte che il valore di n_4 così calcolato dovrà essere corretto sperimentalmente, perchè l'E.A.T. ottenibile non è facilmente prevedibile; infatti essa può risultare maggiore del valore calcolato a motivo di risonanze degli avvolgimenti, mentre può risultare minore, perchè l'avvolgimento essendo esterno e assai distanziato dal nucleo si concatena solo parzialmente al flusso inducente.

Esempio numerico (v. fig. 45):

Calcolare uno stadio di uscita di riga per il pilotaggio e l'alimentazione di un T.R.C. con l'angolo di deviazione massima di 72° e richiedente 16 kV di E.A.T. per il 2° anodo, siano inoltre:

Lo = 10 mH induttanza della coppia di bobina di deviazione orizzontale;

Ip = 0,94 A = 2 $i'o$ corrente punta a punta a dente di sega necessaria per ottenere la deviazione di 72°;

$p = Tr/H = 0{,}15$ rapporto di ritorno di riga;
L largh. = 0,3 mH bobina in serie per la regolazione della larghezza dell'immagine;
L lin. = 0,9 mH bobina in serie per la regolazione della linearità di riga.

L'adozione di bobina di deviazione di induttanza 10 mH ha lo scopo di diminuire la richiesta di potenza. Per diminuire il carico del diodo T_2 l'alimentazione dello stadio finale verticale si suppone presa direttamente da $+V_{AT}$ e non dalla tensione incrementata. Per rendere piccola la corrente anodica di punta $i'a$ di T_1 la tensione media $V''a$ di placca di questo tubo è fatta molto bassa (va varia da 8 a 30 V durante la scansione), ciò che fa aumentare un poco la corrente media di griglia schermo (circa 27 mA). L'energia dissipata nelle tre bobine Lo, L lin. e L largh. è data da:

$$Em = \frac{1}{2} L\, i^2\text{tot} = \frac{1}{2} (10+0{,}9+0{,}3) \cdot 0{,}47^2 \cdot 10^{-3} = 1{,}2 \cdot 10^{-3}$$

ad essa corrisponde la potenza magnetica:

$$Pm = \frac{Em}{H} = \frac{1 \cdot 2 \cdot 10^{-3}}{64 \cdot 10^{-6}} = 18{,}75 \text{ VA}$$

Questa potenza deve essere aumentata del 30 % per tener conto dell'avvolgimento dell'autotrasformatore derivato sulle tre bobine di carico, perciò:

$$P'\text{m} = 1{,}3 \times 18{,}75 = 24{,}4 \text{ VA}$$

Trattandosi di autotrasformatore d'uscita il coefficiente di accoppiamento è praticamente unitario, è perciò sufficiente assumere per l'induttanza Lt_1 dell'avvolgimento di n_1 spire in parallelo al carico:

$$Lt_1 = 3{,}1\ Lo = 3{,}1 \times 10 = 31 \text{ mH}$$

Dalla [78] si deduce il numero di spire n_1:

$$n_1 = 10^2 \cdot \sqrt{\frac{Lt_1}{8}} \cong 200 \text{ spire}$$

La tensione Voa ai capi del secondario durante il tempo di andata Ta, ricordando che la variazione di corrente dell'induttanza totale di carico è 2 $i'o$, si calcola così:

$$Voa = \frac{L \Delta io}{Ta} = \frac{11{,}2 \cdot 0{,}94 \cdot 10^{-3}}{54 \cdot 10^{-6}} \cong 190 \text{ volt}$$

La [52], quando si assuma $S = 2$ cm² per l'area della sezione del nucleo di ferro polverizzato, fornisce l'induzione massima nel nucleo stesso:

$$Bmax = \frac{Voa\ Ta}{2\, n_1\, S} \cdot 10^8 = \frac{190 \cdot 54 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 200 \cdot 2} \cdot 10^8 = 1280 \text{ gauss}$$

valore perfettamente ammissibile.

Assumendo un rendimento $\eta_1 = 0{,}7$ per il complesso trasformatore-giogo di deviazione si possono calcolare le perdite come segue: le perdite nel giogo, nel trasformatore, nella bobina di larghezza sono esprimibili ciascuna mediante l'espressione:

$$\left(\frac{1 - \sqrt{\eta}}{1 + \sqrt{\eta}}\right) \cdot Pm \qquad [83]$$

Le perdite nella bobina di linearità causano delle perdite compensate in serie, più le perdite proprie; le prime si possono ritenere ancora fornite dalla [83], mentre le seconde si stimano pari a 0,9 W. Si aggiungono le perdite per l'E.A.T. uguali al prodotto della E.A.T. 16 kV per la corrente 200 μA del diodo E.A.T. (T_3 in fig. 45) aumentate dalle perdite proprie di T_2.

In conclusione durante il ritorno si devono compensare le seguenti perdite di potenza Pr:

a) Perdite in $Lt + L$ lin. $+ L$ largh. $= 4\ Pm \left(\frac{1 - \sqrt{\eta}}{1 + \sqrt{\eta}}\right) =$

$$= 4 \times 24{,}4 \frac{1 - \sqrt{0{,}7}}{1 + \sqrt{0{,}7}} = 8{,}5 \text{ W}$$

b) Perdite per la correzione di linearità $= 0{,}9$ W

c) Perdite per l'E.A.T. $= 16 \cdot 10^3 \times 200 \cdot 10^{-6} + 0{,}8 = 4$ W

$Pr = 13{,}4$ W

Le perdite in serie durante la scansione da considerare sono:

a) nel giogo di deviazione valutabili con l' espressione $\frac{2}{3} \frac{r}{f\,Lo} Pm$

in cui r è la resistenza della bobina di deviazione;

si verifica in pratica che $\frac{r}{f\,Lo} \cong 0{,}1$, per cui le perdite nel giogo valgono $0{,}066\ Pm = 1{,}7$ W;

b) nella bobina di larghezza; si valuta come in a);

c) nel trasformatore valutabili con l'espressione $\Sigma f \int r\, i^2\, dt$ + le perdite per dispersione di campo; approssimativamente uguali a 0,2 W;

d) nel tubo pilota (T_1 in fig. 45) date dal prodotto della corrente media i''a (100 mA) per la tensione media V''a di placca, ossia $0{,}1 \cdot 16 = 1{,}6$ W; a questa dissipazione va aggiunta quella nella resistenza catodica: $120 \times 0{,}125^2 = 1{,}9$ W;

e) nel diodo incrementatore (T_2 in fig. 45), date dal prodotto della corrente anodica media i''a di T_1 per la tensione media V''d ai capi del diodo: $0{,}1 \cdot 23 = 2{,}3$ W.

In conclusione durante la scansione si devono compensare le seguenti perdite di potenza P'a:

Perdite in Lo	=	1,7 W
Perdite in L largh.	=	1,7 W
Perdite in Lt	=	0,2 W
Perdite in T_1	=	1,6 W
Perdite in Rc	=	1,9 W
Perdite in T_2	=	2,3 W
P'a	=	9,4 W

Per ottenere Pa occorre sottrarre a P'a la compensazione (0,2 W) dovuta alla correzione di linearità:

$$Pa = P'a - 0{,}2 = 9{,}2 \text{ W}$$

Infine si devono considerare le perdite Pcd nel carico del diodo incrementatore T_2, date dal prodotto della corrente media $i$cd per la tensione media V''c ai capi del condensatore C; esse sono stimabili in 0,7 W.

Calcolo di i''a:

essendo la tensione dell'alimentatore $V_{AT} = 195$ V, la corrente anodica media i''a per la [67] vale:

$$i''a = \frac{Pr + Pa + Pcd}{195} = \frac{13{,}4 + 9{,}2 + 0{,}7}{195} = 120 \text{ mA}$$

come si vede il valore presunto di $i''a = 100$ mA risulta in difetto.

Calcolo del rendimento η:
la [68] fornisce:

$$\eta = \frac{4 \cdot 24{,}4 - 13{,}4}{4 \cdot 24{,}4 + 13{,}4} = \frac{84}{110{,}8} = 0{,}76 \cdot s \cdot \eta \cong 0{,}58$$

il valore presunto $\eta_1 = 0{,}7$ risulta in eccesso.

Calcolo di α:
la [69] fornisce:

$$\sqrt{\alpha} = \frac{13{,}4 + 0{,}7}{13{,}4 + 9{,}2 + 0{,}7} = \frac{14 \cdot 1}{23{,}3} \cong 0{,}6$$

Calcolo di ψ:
essendo la corrente $i''cd$ nel carico del diodo trascurabile rispetto a $i''a$, ψ può essere ritenuto uguale all'unità.

Calcolo di σ:
essendo normalmente $k_2 = \dfrac{n_1 + n_2}{n_1 + n_2 + n_3} = 0{,}77$, la [71] fornisce:

$$\sigma = \frac{\psi k_2 - \eta}{1 - k_2 \psi} = \frac{k_2 - \eta}{1 - k_2} = \frac{0{,}77 - 0{,}58}{1 - 0{,}77} = \frac{0{,}19}{0{,}23} \cong 0{,}83$$

Calcolo di $i'a$:
la [73] fornisce:

$$i'a = \frac{8 \cdot 24{,}4}{195} \cdot \frac{1 - 0{,}77}{0{,}6 \cdot 1{,}76 \cdot 0{,}85} = \frac{0{,}23}{0{,}9} = 0{,}256 \text{ A} = 256 \text{ mA}$$

Calcolo di $V'a$:
la [57] per $p = 0{,}15$ fornisce $kr = 9{,}5$; la [74] fornisce per la tensione di punta all'anodo di T_1:

$$V'a = \frac{(1 + 9{,}5) \cdot 195 \cdot 0{,}6}{1 - 0{,}77} = \frac{1230}{0{,}23} = 5350 \text{ V}$$

Calcolo di V'd:

La tensione di punta al diodo vale:

$$V'd = k_2 V'a + 0{,}77 \cdot 5350 = 4120$$

valore ammissibile per il diodo PY81.

Calcolo di vc:

la [77] fornisce:

$$vc = \frac{4120}{10{,}2} = 404 \text{ V}$$

(fra la massa e l'armatura di C collegata all'avvolgimento dell'autotrasformatore) questo valore di tensione fra catodo e filamento può essere agevolmente sopportato dal diodo PY81.

Calcolo di k_3:

la [72] fornisce:

$$k_3 \frac{n_1 + n_2 + n_3}{n_1} = \frac{0{,}7 \cdot 195}{(1 - 0{,}77) \cdot 190} = \frac{136{,}5}{43{,}7} \cong 3{,}12$$

Calcolo delle spire dell'autotrasformatore:

la [80] fornisce per il numero di spire n_2:

$$n_2 = 200\ (0{,}77 \cdot 3{,}12 - 1) \cong 280 \text{ spire}$$

la [81] fornisce per il numero di spire n_3:

$$n_3 = 200 \cdot 3{,}12\ (1 - 0{,}77) \cong 144 \text{ spire}$$

la [82] fornisce per il numero di spire n_4:

$$n_4 = (200 + 280 + 144)\left(\frac{16}{5{,}35} - 1\right) = 624 \cdot 2 = 1248 \text{ spire}$$

Concludendo:

1) La coppia di bobine di deviazione orizzontale in serie con le induttanze variabili di correzione della linearità e di regolazione della larghezza devono essere derivate alla presa 200 spire dell'avvolgimento dell'autotrasformatore.
2) Il catodo del diodo T_2 deve essere derivato alla presa $n_1 + n_2 = 480$ spire dell'avvolgimento dell'autotrasformatore.
3) L'anodo del tubo pilota T_1 deve essere derivato (attraverso ad una piccola induttanza per evitare l'innesco di oscillazioni su microonde) alla presa $n_1 + n_2 + n_3 = 624$ spire dell'avvolgimento dell'autotrasformatore.
4) l'anodo del diodo rettificatore T_3 dell'E.A.T. deve essere derivato all'estremo dell'intero avvolgimento dell'autotrasfor-

matore, che consta in totale di $n = n_1 + n_2 + n_3 + n_4 =$ 1872 spire.

A titolo di verifica si riscontra:

$$1)\ k_2 = \frac{n_1 + n_2}{n_1 + n_2 + n_3} = \frac{480}{624} = 0{,}77$$

$$2)\ k_3 = \frac{n_1 + n_2 + n_3}{n_1} = \frac{624}{200} = 3{,}12$$

Osservazioni:

1) Il numero di spire n_4 per l'elevazione del guizzo di tensione di ritorno è circa il triplo del numero di spire $(n_1 + n_2 + n_3)$ del primario all'anodo di T_1, ossia il rapporto $\frac{n_4}{n_1 + n_2 + n_3}$ eguaglia il rapporto desiderato fra le tensioni V_{EAT} e $V''a$.
2) Se in luogo di un autotrasformatore di uscita come assunto in fig. 45, si adotta un trasformatore, tutto procede come sopra indicato, più la presenza di un secondario di n_1 spire sul quale deve essere derivato il carico $Lo + Llin. + Llargh.$, nonchè di un avvolgimento di n_2 spire in serie ad n_1 per elevare autotrasformatoricamente la tensione secondaria da applicare all'anodo del diodo T_2 incrementatore secondo la fig. 20-a) (Dispensa 16ª).
3) In entrambi i casi di autotrasformatore o di trasformatore s'intende che sul nucleo deve essere avvolto un avvolgimento supplementare per l'accensione del diodo T_3. Il numero di spire di questo secondario è molto piccolo (2 o 3 spire di filo ad alto isolamento) e deve essere determinato sperimentalmente confrontando in ambiente buio l'intensità di illuminazione del filamento di T_3 ottenuta col trasformatore in prova, a quella ottenuta mediante accensione diretta del diodo alla tensione in volt richiesta alla frequenza di rete ovvero in c.c.
4) I calcoli sopra riportati hanno carattere orientativo ed i risultati s'intendono approssimati; nella pratica essi possono subire varianti anche sensibili in dipendenza delle particolari condizioni di ogni singolo caso. Nella progettazione di un trasformatore di uscita orizzontale conviene far riferimento (come si usa nelle costruzioni elettromeccaniche in genere) a qualche tipo preesistente e che la pratica ha dimostrato soddisfacente.

Domande alle quali l'allievo deve rispondere

NORME. — Per ogni domanda, sono già indicate quattro risposte, (**a, b, c, d**) una delle quali è l'esatta. L'allievo dovrà segnare con un tratto a penna o matita una delle quattro lettere **a, b, c, d,** riportate nella colonna a fianco della domanda per indicare qual'è la risposta da lui ritenuta esatta.

ESEMPIO

(la risposta **d** è quella ritenuta esatta) a): b): c): ~~d)~~

DOMAMDA	RISPOSTE (segnare quella che ritiene esatta)
1. Perchè per assicurare un'azione ponderomotrice sopra un corpuscolo carico immerso in un campo magnetico esterno, la direzione del moto del corpuscolo deve essere perpendicolare al campo? **a**) per la regola di Ampere circa la correente personificata; **b**) perchè se il campo proprio del corpuscolo e quello esterno fossero paralleli il moto cesserebbe; **c**) perchè le linee di forza del campo proprio del corpuscolo e di quello esterno risultano parallele; **d**) la domanda è priva di senso, perchè essendo il campo proprio del corpuscolo e quello esterno perpendicolari tra loro, non hanno nessuna componente comune e quindi non possono interagire.	a): b): c): d)
2. Perchè in un giogo per tubo catodico le bobine di deviazione orizzontale hanno l'asse verticale, mentre quelle per la deviazione verticale hanno l'asse orizzontale? **a**) perchè la forza deviatrice è sempre a 90° col campo magnetico esterno e con quello proprio del raggio elettronico; **b**) perchè il raggio elettronico equivale ad una corrente negativa; **c**) perchè il raggio elettronico equivale ad una corrente positiva; **d**) la domanda è priva di senso perchè il giogo può comunque essere orientato sul tubo catodico, ottenendosi sempre la formazione del reticolo.	a): b): c): d)

3. Perchè aumentando la tensione al secondo anodo del tubo catodico l'immagine rimpicciolisce?
a) perchè l'angolo di deviazione è proporzionale all'induzione prodotto dalla corrente deflettrice; b) perchè l'angolo di deviazione è inversamente proporzionale alla radice quadrata della tensione del secondo anodo; c) perchè gli elettroni sono più fortemente attratti dal secondo anodo; d) la domanda è errata, perchè aumentando la tensione al 2° anodo le dimensioni dell'immagine aumentano. **a); b); c); d)**

4. Perchè la deviazione per piccoli angoli è lineare se la corrente a dente di sega è lineare?
a) perchè le bobine di deviazione hanno carattere resistivo; b) perchè le bobine di deviazione hanno i tratti attivi rettilinei; c) perchè la potenza in gioco è proporzionale a ri^2; d) perchè la deviazione è proporzionale a **B**, che a sua volta è proporzionale alla corrente deviatrice. **a); b); c); d)**

5. Per mantenere costante l'angolo di deviazione aumentando la tensione del 2° anodo del tubo catodico, le ampere-spire di deviazione?
a) devono aumentare; b) devono restare uguali; c) devono diminuire; d) devono aumentare o diminuire a secondo dei casi. **a); b); c); d)**

6. Qual'è la forma della tensione ai capi della bobina deviatrice?
a) a dente di sega; b) costante; c) parabolica; d) trapezoidale. **a); b); c); d)**

7. Qual'è l'effetto delle capacità distribuite in parallelo alle bobine?
a) di cortocircuitare il carico anodico; b) di alterare la forma della corrente di deviazione e di creare oscillazioni dannose; c) di impedire il passaggio delle armoniche superiori; d) di disintonizzare il circuito di uscita. **a); b); c); d)**

8. Qual'è l'effetto sull'immagine delle oscillazioni dovute alle capacità distribuite in parallelo alle bobine?
a) di far apparire una serie di ondulazioni chiaro scure sul lato sinistro dell'immagine; b) di distanziare le righe per l'aumentato tempo di ritorno; c) di dividere l'immagine in 2 metà separate da una riga nera; d) di produrre una disuniforme distribuzione delle righe. **a); b); c); d)**

9. In assenza di tubo smorzatore, in quale periodo si manifestano le oscillazioni dovute alla ca-

pacità distribuita in parallelo alla bobina di deviazione orizzontale?
a) solo durante il tempo di ritorno; **b**) nell'intero periodo di andata; **c**) nella prima metà del periodo di andata; **d**) nella seconda metà del periodo di andata.

a); b); c); d)

10. Se in uno stadio amplificatore finale di deflessione orizzontale cessa di funzionare per avaria il tubo amplificatore stesso, che cosa appare sullo schermo del tubo catodico?
a) una riga orizzontale; **b**) una riga verticale; **c**) lo schermo rimane oscuro e non appare nulla; **d**) lo schermo si illumina uniformemente.

a); b); c); d)

11. In un normale televisore del commercio la tensione anodica finale (2° anodo) del tubo catodico è ottenuta:
a) da uno speciale alimentatore separato dal circuito elettronico del televisore; **b**) dai picchi di tensione autoinduttivi provocati dal ritorno rapido del dente di sega verticale; **c**) dai picchi di tensione autoinduttivi provocati dal ritorno rapido del dente di sega orizzontale; **d**) raddrizzando i segnali sincronizzanti.

a); b); c); d)

12. Se in un televisore normale del commercio si interrompe una delle bobine di deflessione verticale, che cosa appare sullo schermo del tubo catodico?
a) rimane buio e non appare nulla; **b**) una riga verticale; **c**) una riga orizzontale; **d**) un punto luminoso immobile.

a); b); c); d)

13. Se in un televisore normale del commercio si interrompe una delle bobine di deflessione orizzontale, che cosa appare sullo schermo del tubo catodico?
a) rimane buio e non appare nulla; **b**) una riga verticale; **c**) una riga orizzontale; **d**) un punto luminoso immobile.

a); b); c); d)

14. Se in un televisore normale del commercio cessa di funzionare per avaria il tubo amplificatore finale della deflessione verticale, che cosa appare sullo schermo del tubo catodico?
a) rimane buio e non appare nulla; **b**) una riga verticale; **c**) una riga orizzontale; **d**) un punto luminoso immobile.

a); b); c); d)

15. Perchè l'uso di una resistenza di smorzamento in parallelo alla bobina deviatrice è di uso pratico nello stadio di uscita verticale e non lo è per lo stadio di uscita orizzontale?
a) perchè la potenza dissipata nella resistenza di smorzamento è piccola per il verticale, mentre è troppo grande per l'orizzontale; **b**) perchè

la forma della tensione di deviazione orizzontale non lo permette; **c)** perchè dallo stadio orizzontale si ricava l'E.A.T., quindi non deve essere smorzato; **d)** perchè lo stadio verticale è comandato da un oscillatore bloccato, mentre l'orizzontale è comandato generalmente da un multivibratore.

a); b); c); d)

16. Qual'è l'ufficio del diodo smorzatore?
a) di abbassare la tensione alla bobina di deviazione; **b)** di incrementare l'alta tensione per l'alimentazione degli stadi finali; **c)** di generare l'E.A.T.; **d)** di eliminare le oscillazioni smorzate dovute alle capacità distribuite del circuito di uscita orizzontale.

a); b); c); d)

17. Perchè il fattore di merito Q del complesso deviatore di riga non è costante nel tempo?
a) perchè dipende dalla resistenza interna del tubo di uscita; **b)** perchè la pulsazione di risonanza del circuito complessivo è variabile; **c)** perchè il rapporto **C/L** è variabile; **d)** perchè segue la stessa legge di variazione della corrente a dente di sega.

a); b); c); d)

18. Perchè non si può usare il comune lamierino al ferro silicio per il trasformatore di uscita orizzontale?
a) perchè il **Fe-Si** con la eccessiva isteresi e le sue forti perdite non permette la trasmissione delle frequenze alte (fino a 0,2 MHz); **b)** perchè il **Fe-Si** non può essere laminato molto sottile; **c)** perchè il trasformatore al **Fe-Si** presenta traferri eccessivi; **d)** per ragioni di economia.

a); b); c); d)

19. Perchè talvolta si usa un triodo invece di un diodo come tubo smorzatore nel circuito di uscita orizzontale?
a) perchè presenta un maggior isolamento fra catodo e filamento; **b)** perchè ammette maggior corrente; **c)** perchè controllando la sua resistenza interna si migliora la linearità; **d)** perchè lo smorzamento è più efficace in grazia del coefficiente di amplificazione.

a); b); c); d)

20. Perchè il diodo di efficienza in parallelo è detto economizzatore?
a) perchè concorre a formare la 1ª metà del dente di corrente, senza richiedere corrente al tubo base tempi; **b)** perchè esso diminuisce la corrente di deviazione; **c)** perchè immagazzina energia nella 1ª metà del ciclo e la restituisce nella 2ª metà; **d)** perchè l'energia che esso assorbe è minima.

a); b); c); d)

21. Qual'è l'azione del diodo incrementatore in serio (booster)?

a) è quella di incrementare l'ampiezza del dente di sega; b) è quella di incrementare l'alta tensione fornita dall'alimentatore anodico; c) è quella di smorzare le oscillazioni parassite; d) è quella di economizzare corrente dal tubo base tempi.

a); b); c); d)

22. Come si ottiene l'incremento di tensione con un diodo booster in serie?
a) raddrizzando la tensione di rete; b) costituendo un duplicatore di tensione; c) raddrizzando l'impulso di tensione indotta nel secondario del T.U. durante l'andata del dente di corrente secondaria; d) aggiungendo alla tensione dell'alimentatore una componente alternata.

a); b); c); d)

23. Perchè l'E.A.T. si ricava durante il ritorno del dente orizzontale e non durante l'andata?
a) perchè il tempo di ritorno è circa un decimo di quello di andata; b) perchè l'andata è lineare, mentre il ritorno è sinoidale; c) perchè durante l'andata la base tempi è conduttiva, mentre è interdetta durante il ritorno; d) perchè la tensione primaria è di polarità opposta alla tensione secondaria.

a); b); c); d)

24. Qual'è l'ordine di grandezza della tensione di placca del tubo base tempi di riga durante il ritorno del dente di corrente?
a) dell'ordine di qualche volt; b) dell'ordine di qualche decina di volt; c) dell'ordine di qualche centinaio di volt; d) dell'ordine di qualche migliaio di volt.

a); b); c); d)

25. Perchè si preferisce l'accoppiamento ad autotrasformatore nello stadio finale di deviazione orizzontale?
a) perchè la bobina deviatrice di riga è a bassa impedenza; b) perchè durante il ritorno si ottiene un guizzo positivo di tensione anodica; c) perchè richiede un minor isolamento del filamento del diodo incrementatore; d) perchè la capacità propria dell'avvolgimento è molto minore rispetto a quella del trasformatore.

a); b); c); d)

26. Che cosa si intende per rapporto di ritorno?
a) il rapporto fra la durata del ritorno e l'intero periodo del dente di sega; b) il rapporto fra la tensione primaria di ritorno e quella di andata; c) il rapporto fra il tempo di ritorno e quello di andata; d) il rapporto fra l'ampiezza della corrente di ritorno ed il valor medio della corrente di andata.

a); b); c); d)

27. Il periodo τ_r dell'oscillazione sinoidale di ritorno rispetto al tempo di ritorno T_r è:
a) uguale; b) minore; c) leggermente maggiore di 2 T_r; d) leggermente minore di 2 T_r.

a); b); c); d)

28. Perchè in uno stadio finale verticale è sufficiente l'uso di una resistenza di smorzamento in luogo di un tubo smorzatore?
a) perchè il circuito anodico è già smorzato al critico, per cui non si innescano autooscillazioni smorzate; **b)** perchè il tempo di ritorno è relativamente lungo; **c)** perchè il rapporto di trasformazione è molto basso; **d)** perchè la bobina deviatrice è ad alta impedenza.

a); b); c); d)

29. Qual'è il valore minimo più conveniente economicamente della corrente anodica di un tubo finale verticale?
a) tutti i valori, purchè non negativi; **b)** il valore zero; **c)** almeno 10 mA; **d)** dipende dal tipo di tubo adottato.

a); b); c); d)

30. Come deve essere scelta teoricamente l'induttanza del primario del trasformatore di uscita verticale?
a) infinita, affinchè la componente parabolica della corrente anodica sia nulla; **b)** di valore tale che il minimo della corrente anodica si verifichi al centro dell'immagine; **c)** uguale a quella della bobina di deviazione; **d)** minima.

a); b); c); d)

31. Qual'è il valore più opportuno della costante di tempo induttiva del primario caricato del T.U. verticale affinchè il minimo della corrente anodica si verifichi all'inizio del ciclo?
a) 0,1 **V** (**V** = periodo verticale); **b)** 0,29 **V** (**V** = periodo verticale); **c)** 0,5 **V** (**V** = periodo verticale); **d)** uguale al tempo di ritorno verticale.

a); b); c); d)

32. Qual'è l'ordine di grandezza dell'induttanza di una bobina deviatrice verticale a bassa impedenza?
a) da 8 a 50 mH; **b)** da 10 a 100 μH; **c)** da 0,1 a 1 H; **d)** da 100 a 200 mH.

a); b); c); d)

33. Delle condizioni prospettate dalla relazione $L_p/R_p \gtreqless L_v/R_v$ per uno stadio finale verticale con bobina deviatrice ad alta impedenza, qual'è la più conveniente?
a) $L_p/R_p > L_v/R_v$;
b) $L_p/R_p = L_v/R_v$;
c) $L_p/R_p < L_v/R_v$;
d) le tre condizioni si equivalgono.

a); b); c); d)

34. Perchè è da preferirsi l'uso di bobine deviatrici verticali a bassa impedenza?
a) perchè la corrente anodica è esattamente lineare; **b)** perchè più economiche; **c)** perchè offrono maggior garanzia di funzionamento; **d)** perchè richiedono un minor consumo di corrente.

a); b); c); d)

Domande e risposte su argomenti trattati nella Dispensa 13, 14 e 15 (lezioni XXVI, XXVII, XXVIII, XXIX e XXX)

DOMANDE

1. Qual'è l'induzione che si deve generare con una bobina deflettrice lunga 8 cm. per deviare di $\alpha = 50°$ il pennello elettronico di un tubo catodico avente la tensione di 2° anodo $V_a = 9$ kV?

2. Qual'è l'angolo α di deviazione prodotto da una bobina lunga 8 cm. posta in un giogo avente un traferro $t_r = 6{,}35$ cm. applicato ad un tubo catodico con $V_a = 9$ kV sapendo che le amperespire del cam po deviatore sono 175?

3. In elettronica valgono le stesse convenzioni valide in elettrotecnica per riconoscere il senso delle forze ponderomotrici?

4. Calcolare il numero delle amperspire **NI** occorrenti per generare l'induzione di 50 gauss con una bobina lunga 8 cm. posta in un giogo con traferro di 7 cm., per deviare di 60° il raggio catodico avente 12 kV di tensione al 2° anodo.

5. Qual'è la tensione V_u che si localizza ai capi di una bobina di deviazione orizzontale di induttanza $L = 3{,}77$ mH e di resistenza $R = 4{,}7\ \Omega$ percorsa dalla corrente di punta $I_r = 800$ mA in uno stadio finale previsto per lo standard italiano, a metà di una riga di scansione attiva?

6. Perchè le oscillazioni della corrente nell'induttanza dovuta alle capacità distribuite in parallelo ad una bobina di deviazione orizzontale si manifestano solo nella prima metà del dente di sega di riga?

7. Perchè la corrente i_c nella capacità derivata in parallelo alla bobina deviatrice di riga non ha la forma a dente di sega?

8. Qual'è approssimativamente il valore della capacità distribuita C_p in

parallelo al carico nel circuito anodico di uno stadio finale orizzontale con bobina di deviazione L_o = 10 mH?

9. Calcolare il numero di spire di una bobina di deviazione orizzontale lunga **l** = 8 cm, larga **h** = 4,7 cm e posta in un giogo con armatura ferromagnetica di diametro interno t_r = 6,3 cm, nell'ipotesi di non voler superare C_p = 500 pF di capacità propria distribuita della bobina.

10. Che cosa si intende per corrente supplementare i_s in uno stadio finale orizzontale con diodo incrementatore?

11. Esprimere il rendimento η del circuito di uno stadio finale orizzontale in funzione del fattore di merito del circuito risonante della bobina deviatrice in parallelo alla capacità distribuita C_p.

12. In un tubo catodico a deflessione elettromagnetica il pennello elettronico ha una lunghezza **L** = 21,5 centimetri, misurata dal centro del campo deflettente allo schermo; la regione di campo magnetico deflettente uniforme ha una lunghezza assiale di 3 centimetri. Calcolare la densità di flusso **B** esistente nel campo magnetico, per una deflessione di **D** = 12,5 cm dello spot sullo schermo fluorescente, essendo applicata una tensione anodica finale (2° anodo) di **E** = 10.000 volt.

13. In un tubo catodico a deflessione elettrostatica il pennello elettronico ha una lunghezza di **L** = 21,5 centimetri, misurata al centro delle piastrine deflettenti allo schermo. Una tensione e_n = 720 volt è applicata fra le due piastrine deflettenti, che sono distanziate di **h** = 0,5 centimetri ed hanno una lunghezza assiale di **l** = 3 centimetri. Calcolare l'ampiezza di deflessione **D** dello spot sullo schermo fluorescente, quando viene applicata una tensione anodica finale (2° anodo) di **E** = 10.000 volt.

14. In uno stadio amplificatore con uscita catodica (cathode follower) si ha: R_c = 1500 ohm, R_p = 10.000 ohm, μ = 25 (coefficiente di amplificazione del tubo). Calcolare il guadagno dello stadio.

RISPOSTE

1. La relazione [8] pag. 8 della dispensa 16, risolta rispetto all'induzione **B** fornisce:

$$B = \frac{\alpha \sqrt{V_a}}{1{,}7 \cdot 10^7\, I} = \frac{50 \sqrt{9 \cdot 10^3}}{1{,}7 \cdot 0{,}08 \cdot 10^7} = 35 \cdot 10^{-4} \text{ weber/m}^2 = 35 \text{ gauss}$$

2. La relazione [12] pag. 9, della dispensa 16, risolta rispetto ad α fornisce:

$$\alpha = \frac{NI\ l}{0{,}047\ t_r \sqrt{V_a}} = \frac{175 \cdot 0{,}08}{0{,}047 \cdot 0{,}0635 \cdot \sqrt{9} \cdot 10^3} = 49{,}5 \text{ gradi}$$

3. No. Le differenze riguardano i segni delle grandezze in gioco e sono dovute al fatto che in elettrotecnica si considera la corrente come un flusso di cariche positive, mentre in elettronica si considera come un flusso di cariche negative (elettroni). L'importante conseguenza è che in un circuito di carico cui sia applicata una d.d.p. continua, la corrente va dal polo negativo al polo positivo, ossia dal — al + anzichè dal + al — come postulato secondo le vecchie teorie della fisica sperimentale. La contraddizione è solo apparente; i fenomeni fisici rimangono naturalmente immutati, come immutati sono i sensi di rotazione dei generatori e dei motori elettrici. E' solo necessario modificare le vecchie convenzioni, come segue:

1° - **Regola di Ampère della corrente personificata:**

se un osservatore è disteso lungo un conduttore percorso da corrente, in modo che questa gli entri per i piedi e gli esca per la testa, la forza magnetica dovuta alla corrente in un punto qualsiasi del campo è diretta alla sua: **SINISTRA** (elettrotecnica), **DESTRA** (elettronica).

2° - **Regola del cavatappi:**

la direzione del campo prodotta dalla corrente in un punto qualsiasi è indicata dal senso in cui si deve ruotare un cavatappi a vite: **DESTRORSA** (elettrotecnica), **SINISTRORSA** (elettronica), affinchè la sua punta avanzi nel senso della corrente.

3° - **Regola dell'orologio:**

a) se la corrente è diretta verso l'osservatore questi vede le rotazioni sulle linee di forza del campo prodotto in un senso: **ANTIORARIO** (elettrotecnica); **ORARIO** (elettronica);

b) per un osservatore che veda la corrente circolare in senso antiorario in un solenoide (o in una spira), le linee di forza del campo prodotto: **ESCONO** (elettrotecnica) dall'interno del solenoide (o della spira) e sono dirette **VERSO DI LUI** (elettrotecnica), entrano (elettronica) nell'interno del solenoide (o della spira) e sono dirette **LONTANO DA LUI** (elettronica).

4° - **Regola di Fleming o 1ª regola della mano sinistra:**

per la determinazione del senso della forza **F** subita da un conduttore (reale o costituito da un raggio elettronico percorso dalla corrente **I** ed immerso in un campo magnetico **H**: si costituisce una terna trirettangola con indice, medio e pollice della mano sinistra, **in elettrotecnica l'indice** rappresenta la grandezza magnetica (campo **H** o induzione **B**), il medio la grandezza elettrica (corrente **i**), il pollice la grandezza meccanica (forza **F**). **In elettronica:** l'indice rappresenta la corrente **I**, il medio il campo magnetico **H**, il pollice la forza **F**, ossia la 1ª regola modificata della mano sinistra prevede lo scambio dell'indice col medio, cioè della corrente col campo; il pollice indica sia in elettrotecnica, sia in elettronica, la direzione della forza, cioè dello spostamento subito dal corpo carico in moto. Invece di

operare l'accennata modifica alla 1ª regola della mano sinistra, è più semplice conservare alle tre dita indice, medio e pollice le stesse attribuzioni previste dall'elettrotecnica, anche nell'elettronica, applicando però la regola alla **mano destra,** anzichè alla sinistra.
Si ricorda che in elettrotecnica la regola di Fleming della mano sinistra è applicata per rammentare il principio del motore (Mancina - Motore, iniziale comune **M**); mentre la regola di Fleming della mano destra è applicata per rammentare il principio del generatore (Destra - Dinamo, iniziale comune **D**). Per il moto elettronico dunque la destra serve a ricordare il motore, e viene meno la regola mnemonica, perchè le iniziali di **destra e motore** non sono le stesse.

5° - **Regola della mano:**
se si dispone il pollice secondo la direzione della corrente le altre 4 dita disposte ad arco della mano: **destra** (elettrotecnica), **sinistra** (elettronica) indicano il senso di rotazione delle linee di forza del campo magnetico associato alla correente.

4. La [12] di pag. 9 della dispensa 16, fornisce senz'altro:

$$\mathbf{N\ I} = \frac{0{,}047 \cdot 0{,}07 \cdot \cdot 60 \sqrt{12 \cdot \cdot 10^3}}{0{,}08} = 271$$

5. Assumendo per il tempo di andata $\mathbf{T_a} = (1 - 0{,}09)\ \mathbf{H}$ il valore $(1 - 0{,}09)$ $64 = 58{,}3$ μsec e sostituendo i dati del problema nella [15] di pag. 11 della dispensa 16, si ottiene:

$$\mathbf{V_u} = 4{,}7 \cdot 0{,}8 \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} - \frac{3{,}77 \cdot 10^{-3}}{4{,}7 \cdot 58{,}3 \cdot 10^{-6}}\right. = -52\ \mathrm{V}$$

6. Perchè l'espressione analitica della corrente $\mathbf{i_L}$ contiene un termine esponenziale negativo funzione decrescente del tempo, al quale termine è dovuta l'ampiezza delle oscillazioni smorzate; queste oscillazioni si riducono quindi di valore e diventano trascurabili a circa metà del ciclo; la seconda metà risulta praticamente esente da ondulazioni dannose.

7. Perchè, a prescindere dalle oscillazioni smorzate, la corrente $\mathbf{i_L}$ nell'induttanza è a dente di sega, ossia è una funzione lineare del tempo, quindi la tensione $\mathbf{v_L}$ ai suoi capi, essendo la derivata di $\mathbf{i_L}$ rapporto al tempo, è costante per il tempo di andata. Questa tensione è la stessa che alimenta la capacità **C** derivata su **L**, quindi la corrente $\mathbf{i_c}$ in **C** è praticamente pure costante (nella stessa ipotesi di oscillazioni trascurabili), quindi la sua forma non ricorda il dente di sega.

8. Il periodo τ_r dell'oscillazione sinoidale smorzata che si innesca per effetto di $\mathbf{C_p}$ è fornito dalla [55] pag. 4 della dispensa 18, risolta rispetto a τ_r:

$$\tau_r = \frac{2\,\mathbf{T_r}}{\mathbf{k_1}}$$

dove T_r = 10 % del periodo di riga è il tempo di ritorno di riga; per T_r = 0,10 H si ha che k_1 = 1,04 perciò:

$$\tau_r = 1{,}92\ T_r = 1{,}92 \cdot 0{,}10 \cdot 64 = 12{,}3\ \mu\text{sec}$$

L'induttanza L_t del primario del trasformatore di uscita si assume uguale al triplo dell'induttanza della bobina deviatrice, cioè: $L_t = 3\ L_o = 3 \cdot 10 = 30$ mH; l'induttanza risultante **L** vale:

$$L = \frac{L_t\ L_o}{L_o + L_t} = \frac{30 \cdot 10}{40} = 7{,}5\ \text{mH}$$

Detta $f_r = 1/\tau_r = 10^6/12{,}3 = 81{,}3$ kHz la frequenza dell'autooscillazione si trova per la capacità C_p il seguente valore:

$$C_p = \frac{1}{(2\pi f_r)^2 L} = \frac{1}{(6{,}28 \cdot 81{,}3 \cdot 10^3)^2 \cdot 7{,}5 \cdot 10^{-3}} = 513\ \text{pF}$$

9. La condizione limite $T_r = \pi \sqrt{LC_p}$, in cui T_r è il tempo di ritorno orizzontale, (T_r = 10% H) **L** e C_p sono rispettivamente l'induttanza e la capacità distribuita della bobina, fornisce:

$$L = \left(\frac{T_r}{\pi}\right)^2 \frac{1}{C_p} = \frac{(0{,}10 \cdot 64 \cdot 10^{-6})^2}{9{,}85 \cdot 0{,}5 \cdot 10^{-9}} = 8{,}35\ \text{mH}$$

Questo valore dell'induttanza della bobina sostituito nella [31] pagina 18 della dispensa 16, risolta rispetto al numero di spine **N**, fornisce:

$$N = \sqrt{\frac{t_r L \cdot 10^1}{4\pi h l}} = \sqrt{\frac{0{,}063 \cdot 8{,}35 \cdot 10^{-3} \cdot 10^1}{12{,}56 \cdot 0{,}047 \cdot 0{,}08}} = 334\ \text{spire}$$

10. Per corrente supplementare i_s si intende la quantità di cui la corrente anodica di punta i_a del tubo finale amplificatore orizzontale supera il valore strettamente necessario per il pilotaggio di riga e dato dall'espressione:

$$\frac{p_m}{V_{AT}} \frac{1 - k_2}{(1 + \sqrt{\eta})\ (1 - p)}$$

dove:

V_{AT} = alta tensione disponibile fornita dall'alimentatore;
P_m = perdite magnetiche nel circuito;
k_2 = rapporto fra il numero di spire dell'avvolgimento del diodo e il numero di spire dell'avvolgimento dell'anodo del tubo di potenza;
η = rendimento del circuito;
p = rapporto di ritorno, ossia il rapporto fra la durata del ritorno e l'intero periodo orizzontale.

Per effetto della corrente supplementare il diodo incrementatore rimane conduttivo durante tutto il tempo di andata del dente di sega.

11. Durante il ritorno l'energia nel circuito risonante diminuisce secondo la legge esponenziale.

$$E = E_1 \, e^{-\omega t/Q}$$

L'energia al termine del ritorno, ossia dopo il tempo T_r, vale perciò:

$$E_2 = E_1 \, e^{-\omega_r T_r/Q} = E_1 \exp \left\{ - \frac{\pi}{Q} \left(1 + \frac{4}{\pi^4} \frac{p}{1 - p}\right) \right\}$$

dove $p = \dfrac{T_r}{T_r + T_a}$ è il rapporto di ritorno.

Coi normali valori di p si può ritenere mediamente che l'espressione fra parentesi sia uguale a 1,05, quindi il rendimento vale:

$$\eta \frac{E_2}{E_1} = e^{-1,05\pi/Q}$$

con l'ausilio di quest'ultima si è compilata la seguente tabella:

Q	5	6	7	8	9	10	12	15	20	25	30	40	50
η	0,52	0,58	0,62	0,66	0,69	0,72	0,78,	0,80	0,85	0,88	0,90	0,92	0,94

12. Applicando la formula:

$$D = 0,297 \frac{L \, l \, B}{\sqrt{E}}$$

abbiamo:

$$12,5 = \frac{0,297 \cdot 21,5 \cdot 3 \, B}{\sqrt{10.000}}$$

ossia:

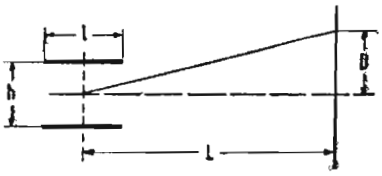
$$1250 = 19,15 \, B$$

da cui:

$$B = \frac{1250}{19,15} = 65 \text{ linee per cmq}$$

13. Applicando la formula:

$$D = \frac{L \, l \, e_d}{2 \, E \, h}$$



abbiamo:

$$D = \frac{21{,}5 \cdot 3 \cdot 720}{2 \cdot 10.000 \cdot 0{,}5}$$

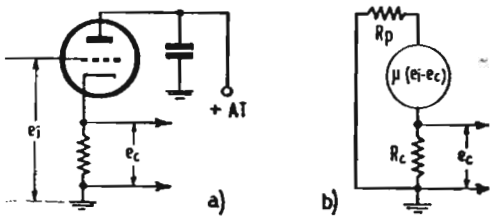
ossia:

$$21{,}5 \cdot 0{,}216 = 4{,}64 \text{ cm}$$

L'ampiezza di deflessione **D** è 4,64 centimetri.

14. Con la resistenza catodica R_c non shuntata da alcuna capacità, il segnale che appare fra griglia e catodo è di $(e_i - e_c)$ volt (vedi schizzo **a**). Il circuito equivalente (schizzo **b**) comprende un generatore di tensione $\mu\ (e_i - e_c)$ in serie con R_p e R_c. La tensione d'uscita che appare ai capi di R_c è pertanto:

$$e_c = \mu\ (e_i - e_c)\ \frac{R_c}{R_c + R_p}$$



cioè:

$$e_c = 25\ (e_i - e_c)\ \frac{1500}{11.500} = 3{,}26\ e_i - 326\ e_c$$

da cui:

$$4{,}26\ e_c = 3{,}26\ e_i$$

Il guadagno è quindi:

$$G = \frac{e_c}{e_i} = \frac{3{,}26}{4{,}26} = 0{,}765$$

Autorizzazione del Tribunale di Milano 16-1-61 - N. 5502 del Registro
Direttore responsabile ALFONSO GIOVENE - Proprietà della Editrice Il Rostro
Distribuzione in abbonamento postale - Gruppo II
Distribuzione STE - Milano

CORSO
TEORICO - PRATICO DI
TELEVISIONE

DISPENSA

N. 19

SOMMARIO

— Chiave per le risposte alle domande della DISPENSA 18

— LEZIONE XXXI
Il tubo analizzatore da presa - L'iconoscopio - Il dissettore - L'orticonoscopio - L'image orthicon - Altri tubi elettronici da presa.

— LEZIONE XXXII
La telecamera - Telecamera con image orthicon - Il preamplificatore video - Accessori - L'amplificatore video - L'alimentazione.

TUTTI I DIRITTI RISERVATI ALLA
EDITRICE IL ROSTRO - MILANO

TIPOGRAFIA EDIZIONI TECNICHE - MILANO - VIA BALDO DEGLI UBALDI, 6

Chiave per le risposte alle domande della dispensa 18ª (lezioni XXVI, XXVII, XXVIII, XXIX e XXX).

1	c)	18	a)
2	a)	19	c)
3	b)	20	a)
4	d)	21	d)
5	a)	22	c)
6	d)	23	a)
7	b)	24	d)
8	a)	25	d)
9	c)	26	a)
10	c)	27	d)
11	c)	28	b)
12	c)	29	b)
13	b)	30	a)
14	c)	31	c)
15	a)	32	a)
16	d)	33	b)
17	a)	34	c)

LEZIONE XXXI

IL TUBO ANALIZZATORE DA PRESA

I principi fondamentali della « fotoelettricità » accennati nell'ultima parte della lezione V - Dispensa 3 costituiscono la base funzionale dei moderni tubi elettronici analizzatori da presa, nei quali come già abbiamo visto in modo sommario, nelle prime lezioni, l'organo analizzatore è realizzato da un pennello catodico emesso da un acconcio proiettore elettronico o « gun », opportunamente deviato lungo due assi cartesiani, secondo il noto processo di analisi per righe orizzontali.

I tipi di tubi analizzatori da presa oggi conosciuti si possono così classificare.

a) esplorazione con pennello catodico di un mosaico foto-emittente su cui l'immagine del soggetto è proiettata con sistema ottico.

I° Dispositivi a raggio esplorante con forte velocità d'arrivo degli elettroni: *iconoscopio di Zworykin* e derivati.

II° Dispositivi con raggio esplorante a piccola velocità d'arrivo degli elettroni: *orthicon* e derivati.

b) esplorazione con pennello catodico di una superficie fotoemittente secondaria su cui è *elettricamente* trasportata l'immagine elettronica proveniente da un fotocatodo sul quale l'immagine originale è proiettata con mezzi ottici: *super-emitron, image orthicon* e derivati.

c) esplorazione con pennello catodico di una sottile pellicola di materiale foto-resistente: *vidicon, staticon*, ecc.

Elemento base di tutti i tubi per ripresa televisiva è un mezzo traduttore del flusso luminoso in un flusso elettronico, cioè un elemento fotoemittente detto *fotocatodo*. L'immagine da trasmettere è proiettata su questo fotocatodo con sistemi ottici come si verifica in una macchina fotografica comune .

Il pennello elettronico esplorante un fotocatodo provoca la formazione di una corrente fotoelettrica la quale a sua volta localizza ai capi di una reesistenza inserita nel circuito una certa tensione variabile che è in definitiva la traduzione elettrica dell'immagine originale.

Questa tensione è di valore molto piccolo (quasi dello stesso ordine di grandezza del soffio elettronico dei tubi amplificatori) e prima di venire inviata sulla griglia del 1° amplificatore video deve essere rinforzata, amplificata, con altri mezzi.

Due mezzi fondamentali sono generalmente impiegati per raggiungere tale scopo: l'accumulo elettrico ed il moltiplicatore elettronico.

L'accumulo elettrico viene ottenuto isolando l'elemento fotoelettrico analizzato (fotocatodo primario o secondario) in modo che esso continui a caricarsi sotto l'influsso della luce-immagine sino all'istante in cui il pennello elettronico analizzatore non gli sottrae tale carica (corrente fotoelettrica). La carica viene quindi accumulata durante tutto il tempo corrispondente all'intervallo fra un'immagine e quella successiva (1/25 di secondo).

Qualora il processo di accumulo non fosse realizzato, la corrente fotoelettrica fornita da un singolo elemento d'immagine, sarebbe provocata dai soli elettroni emessi nel brevissimo istante in cui lo « spot » analizzatore coincide con l'elemento stesso. Tutti gli elettroni emessi dall'elemento fotoelettrico durante il restante intervallo d'analisi d'immagine (1/25 sec.) non contribuiranno alla formazione del segnale video utile.

Pertanto il guadagno teorico di un tubo analizzatore « ad accumulo » è semplicemente dato dal numero degli elementi d'immagine effettivamente analizzati e cioè dal prodotto degli elementi attivi per riga (circa 700 nello standard italiano), per numero di righe attive (circa 575 nello standard italiano) cioè circa 400 mila volte nel caso limite ideale.

Il secondo metodo di rinforzo del segnale video in un tubo analizzatore da presa, quello dell'impiego di un moltiplicatore elettronico interno, consente di realizzare un ottimo guadagno del segnale video utile, nei rispetti dei disturbi di fondo, prima di ricorrere ai normali amplificatori a tubi elettronici.

Abbiamo già esposto nel 1° gruppo di lezioni, il principio di funzionamento del moltiplicatore elettronico, che utilizza il fenomeno dell'emissione secondaria.

Secondo tale fenomeno, una superficie dotata di particolari proprietà fisico-chimiche, bombardata da un certo numero di elettroni emette a sua volta altri elettroni, nella proporzione ad es.

di 8 o 10 elettroni nuovi per ogni elettrone incidente. Se questo fascio elettronico rinforzato viene a sua volta inviato a colpire un'altra superficie del genere, una nuova moltiplicazione per 8 ÷ 10 del numero di elettroni si verificherà; ripetendo così in cascata tale processo si possono ottenere delle amplificazioni utili di parecchie migliaia di volte.

Naturalmente anche nel processo della moltiplicazione elettronica, vi è un limite imposto dal livello dei disturbi interni insorgenti, in rapporto col segnale video utile.

I due mezzi di rinforzo delle correnti fotoelettriche nei tubi analizzatori da presa, ora accennati, possono venire usati separatamente od in concomitanza.

L'iconoscopio di Zworykin è il tipico esempio di tubo ad accumulo elettrico.

Si noti poi che il processo di accumulo non può mai fornire il pieno guadagno teorico sopra ricordato; e ciò per varie cause accessorie prima fra le quali l'isolamento dei singoli elementi fotoelettrici.

In alcuni tubi (nell'iconoscopio ad esempio) si realizza un vero e proprio mosaico di minutissimi granuli di materiale fotoemittente (argento cesiato) aventi un certo isolamento elettrico fra di essi.

In altri tubi (« image orthicon » ad es.) la resistività e la sottigliezza della superficie fotoemittente della piastrina (target) analizzata posteriormente, fanno assumere a quest'ultima (data l'alta resistenza trasversa) una proprietà semiconduttrice che consente un accumulo parziale delle cariche fotoelettriche elementari.

Il limitato guadagno per accumulo elettrico è però largamente compensato nell'« image orthicon » da un moltiplicatore elettronico in esso contenuto, che ne fa il tubo analizzatore da presa più sensibile oggi conosciuto .

Un altro tubo elettronico da presa, oggi però scarsamente usato, il « dissettore » di Farnsworth, non impiega il principio dell'accumulo, ma è provvisto di un moltiplicatore elettronico interno che rialza in parte la sua bassa sensibilità.

L'ICONOSCOPIO

L'iconoscopio (fig. 1) è il primo tubo elettronico per ripresa televisiva utilizzante i principi sopra esposti. Nonostante sia stato già superato da altri tubi da presa, è tutt'ora usato in diverse installazioni.

Esso è costituito (fig. 2):

a) da un proiettore eletronico o « gun » lezione IV - Dispensa 2, cioè dal complesso comprendente catodo, griglia controllo (per la regolazione del flusso degli elettroni) e sistema acceleratore;

b) da un fotocatodo o mosaico fotosensibile, consistente in una piastra di mica metalizzata sulla faccia posteriore e ricoperta

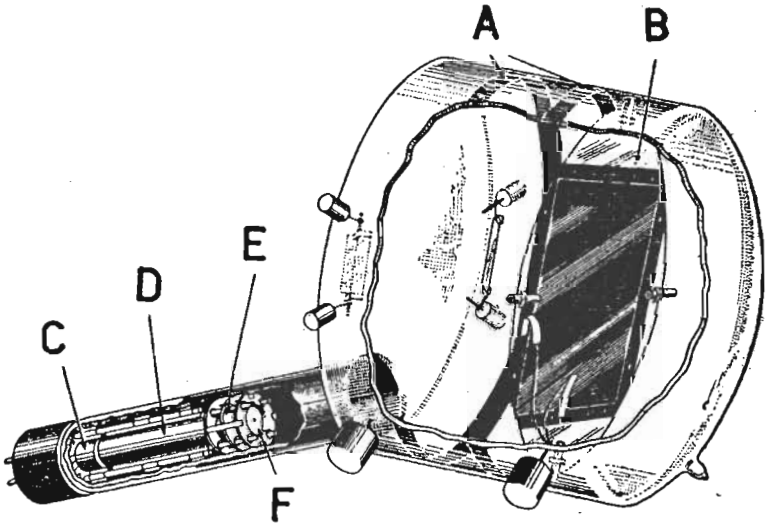


Fig. 1. — L'iconoscopio di Zworykin. *A* = anelli collettori; *B* = piastra mosaico fotosensibile capacitiva; *C* = griglia controllo; *D* = 1 anodo del « gun »; *E* = 2° anodo del « gun » (fuoco); *F* = 3° anodo del « gun » (collettore).

sulla faccia anteriore di minutissimi granuli d'argento cesiato, isolati fra loro;

c) da un anodo collettore, per la raccolta degli elettroni emessi dal fotocatodo sia a causa della luce proveniente dall'immagine da trasmettere, che in conseguenza del bombardamento catodico.

L'iconoscopio funziona nel modo seguente: l'immagine da trasmettere, mediante un obbiettivo è proiettata perfettamente a fuoco sullo strato fotesensibile.

Quando un elemento del fotocatodo viene colpito da una radiazione luminosa, emette un numero di elettroni proporzionale alla intensità luminosa in quel punto; l'area elementare del fotocatodo viene, d'altra parte, a costituire, con la superficie metalizzata dell'altra facciata, un piccolo condensatore, la cui carica (positiva sulla faccia del mosaico) dipende dalla illuminazione della zona corrispondente del soggetto. Il raggio catodico esplorante (negativo) quando cade su questo condensatore elementare re-

stituisce le cariche perdute, cioè lo scarica. Si manifesta quindi una corrente di spostamento nel circuito che collega la faccia metallizzata della « piastra segnale » del fotocatodo con il catodo del « gun ». Questa corrente varia in ogni istante col variare del punto del fotocatodo colpito dal fascetto eleettronico, in dipendenza della diversa illuminazione dei punto del fotocatodo. Se nel circuito considerato viene inserita una resistenza, in essa si manifesta una caduta di tensione variabile che costituisce il « segnale video » da mandare all'amplificatore.

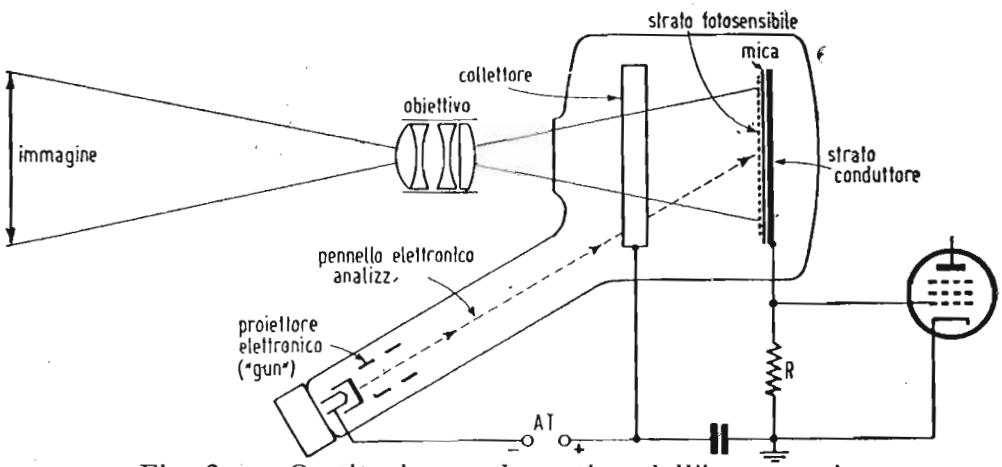


Fig. 2. — Costituzione schematica dell'iconoscopio.

Si osservi che la carica del condensatore si accumula durante tutto il tempo in cui l'elemento considerato del fotocatodo *non è colpito* dal pennello esploratore cioè per 1/25 di secondo. Ciò costituisce un grande vantaggio rispetto ai sistemi precedenti in cui il tempo utile di emissione della cellula fotoelettrica, relativo ad un certo elemento del quadro, era unicamente quello corrispondente *al tempo di esplorazione* dell'elemento considerato.

Vi sono però delle cause per cui l'emissione del fotocatodo non è completamente utilizzata. Infatti il fotocatodo è a potenziale superiore (1500 V) del catodo del « gun », perciò gli elettroni che costituiscono il pennello esplorante arrivano su di esso con elevata velocità; si ha così per urto anche una emissione secondaria di elettroni. Questi formano una carica spaziale in vicinanza del fotocatodo, riducendo la velocità di uscita dei fotoelettroni che in parte ricadono in prossimità del punto di emissione. Si ha quindi una riduzione delle cariche positive create da fotoelettroni ed una notevole diminuzione di sensibilità.

Questo fenomeno altera anche l'uniformità di resa nei diversi punti del fotocatodo; la carica spaziale altera poi la distri-

buzione del campo elettrico, causando, con la conseguente deviazione del pennello elettronico, deformazioni dell'immagine.

Per ridurre questi inconvenienti e raccogliere gli elettroni; sia di fotoemissione diretta che secondari, un anello collettore è stato collocato in prossimità del fotocatodo: esso è elettricamente connesso alla « piastra segnale ».

L'effetto di tale anello è avvertito quando la velocità di uscita dell'elettrone è tale da farlo arrivare all'anello stesso. Tale condizione non sempre si verifica: infatti la velocità di emissione dipende sia dall'angolo di incidenza del raggio esplorante, sia dalla illuminazione del fotoelemento, e quindi varia con la posizione dell'elemento nel quadretto e con la sua illuminazione.

Conseguenza di ciò sono sfocature dell'immagine sia ai bordi, sia nelle zone fortemente illuminate.

In seguito a queste cause di disturbo si può mediamente ritenere che l'utilizzazione del fotocatodo avvenga per il 20 ÷ 30 per cento della sua emissione.

La sensibilità di un moderno iconoscopio varia dal 1 mV per millilumen per cm_2 di mosaico illuminato (per bassi valori d'illuminazione) a 0,25 mV per millilumen per cm_2 (per alti valori di illuminazione): la corrente è di 10 ÷ 15 μA per lumen.

Con questa sensibilità un'ottica con apertura 1/4,5 e una lunghezza focale di 18 cm, l'iconoscopio, per dare buone immagini richiede che la superficie dell'oggetto rimandi un flusso luminoso per unità di superficie pari a 1000 ÷ 3000 lux. Con un coefficiente di riflessione medio di 0,5, ciò equivale ad una illuminazione del soggetto di 2000 ÷ 6000 lux: questa illuminazione si può ottenere negli studi e non è nociva, nè insopportabile (l'illuminazione in pieno sole in estate è di circa 100.000 lux); però non è affatto confortevole ed è accompagnata da notevole calore. Si noti che una ripresa cinematografica richiede circa 1/10 di tale illuminazione.

Questa scarsa sensibilità limita l'uso del tubo alla trasmissione di scene fortemente illuminate e con le massime aperture relative all'obbiettivo .

E' inoltre molto adatto alla trasmissione di film cinematografici in quanto l'immagine dei fotogrammi può essere proiettata luminosissima sulla piastra mosaico fotosensibile.

La deviazione del pennello esplorante dell'iconoscopio si ottiene in generale magneticamente; la focalizzazione invece avviene elettrostaticamente. L'iconoscopio è ad accumulazione, cioè il mosaico mantiene la carica fino a che non viene colpito dal raggio catodico, anche dopo l'estinzione della figura proiettata; la

persistenza di carica permane per circa 1/10 di secondo (memoria elettronica). .

Questa proprietà, fa preferire nelle trasmissioni di film, l'iconoscopio agli altri tubi più sensibili, per le ragioni che vedremo.

E' bene però osservare che gli elettroni, emessi nel bombardamento del raggio catodico, non sono tutti raccolti dal collettore ma in parte ricadono su altri punti del mosaico, provocando una carica, che dà luogo a segnali spurii. Essi richiedono appositi circuiti correttori per la loro eliminazione.

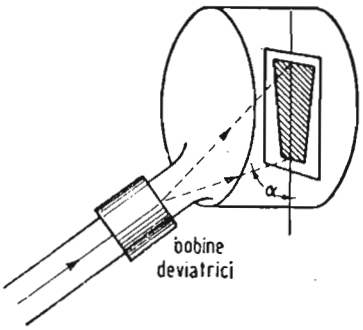


Fig. 3. — Sansione trapezoidale nell'iconoscopio a causa dell'angolo d'inclinazione α del « gun » rispetto alla piastra fotosensibile.

Un inconveniente che si verifica nell'iconoscopio è la distorsione del quadro d'analisi, che risulta a forma trapezoidale (« keystone »). Questo fatto è determinato dalla diversa lunghezza del pennello elettronico analizzatore, il quale colpisce il mosaico con un angolo α variabile con la deflessione verticale (fig. 3). A ciò si pone facilmente rimedio facendo sì che il dente di sega per la deviazione orizzontale sia modulato in ampiezza dal dente di sega a frequenza di quadro, in modo da aumentare la deviazione quando il raggio esplora le prime righe ,in basso.

L'iconoscopio è attualmente adoperato nella trasmissione di film, mentre per gli altri usi è stato sostituito da tubi più sensibili.

IL DISSETTORE

Il dissettore ideato dal Farnsworth, consiste in un tubo cilindrico, a un cui estremo è disposta una superficie fotosensibile trasparente (fotocatodo), sulla quale l'immagine può essere proiettata dal lato posteriore. Quando tale fotocatodo riceve un'immagine, esso emette elettroni in quantità proporzionale alla luce che lo ha colpito .Gli elettroni, attratti da un anodo *A* all'altro estremo del cilindro, andranno a cadere su di esso in posizioni corrispondenti a quelle di partenza e quindi in prossimità di tale anodo si costituirà una vera e propria immagine elettronica si-

mile a quella ottica (fig. 4). Per assicurare agli elettroni, emessi dal mosaico, una traiettoria rettilinea, il cilindro è immerso in un campo magnetico uniforme, parallelo alla traiettoria degli elettroni e generato da una bobina percorsa da corrente continua (bobina di concentrazione). L'anodo è forato al centro, e dietro il foro se è inserito un secondo A_2 con potenziale maggiore. Gli elet-

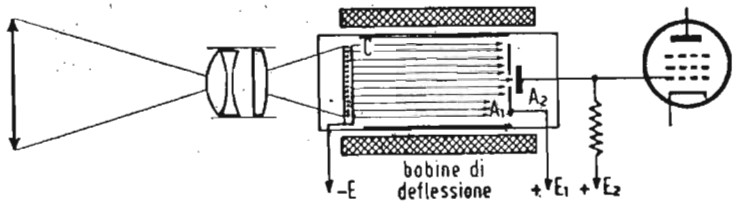


Fig. 4. — Costituzione schematica del dissettore di Farnsworth.

troni che nella loro traiettoria passano attraverso il foro, vengono raccolti da A_2.

Sottoponiamo ora tutto il fascio di elettroni paralleli emessi da C e inviati ad A, all'effetto di due campi magnetici alternativi ortogonali tra loro, con frequenza pari a quelle d'analisi (riga e quadro); l'immagine elettronica sarà allora deviata come un pennello elettronico analizzatore e punto per punto passerà davanti al foro centrale.

Su A_2 si raccoglierà quindi un segnale corrispondente alla analisi dell'immagine inviata sul fotocatodo.

Poichè il dissettore aveva il grave inconveniente della scarsa sensibilità, fu munito di un moltiplicatore elettronico, il quale, come è noto lezione V - Dispensa 3, consiste in una serie di anodi ricoperti di una sostanza che emette elettroni secondari. Agli anodi sono applicate tensioni gradatamente superiori, di guisa che gli elettroni emessi dal primo anodo cadono sul secondo, quelli emessi in numero maggiore dal secondo cadono sul terzo, e così via. Sull'ultimo anodo si viene ad avere allora un numero di elettroni molto maggiore di quelli caduti nel primo e la corrente ricavata all'uscita del moltiplicatore assume valori già utilizzabili.

L'ORTICONOSCOPIO

Un altro tubo per riprese televisive è l'orticonoscopio (Orthicon): sua caratteristica principale è quella di utilizzare per l'analisi, elettroni a bassa velocità. In questo caso non si ha effetto di emissione secondaria e si evitano i segnali spurii che ne deri-

vano. Gli elettroni emessi da un mosaico semi-trasparente di tipo speciale a due superfici fotoemittenti (fig. 5) determinano sulle fotocellule elementari che lo compongono, cariche positive (causate, dalla perdita di elettroni) proporzionali alla luminosità cui sono sottoposte: il raggio catodico, colpendole, cede elettroni per

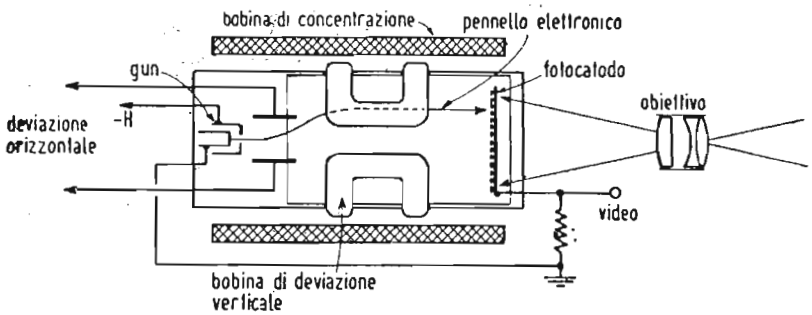


Fig. 5. — Costituzione schematica dell'« orthicon ».

neutralizzarle e così fra catodo e mosaico si verranno a stabilire correnti, variabili secondo la luminosità di ogni fotocellula, che daranno luogo al segnale video.

L'uso degli elettroni a bassa velocità (il tubo funziona con basse tensioni acceleratrici), rende difficoltosa la deviazione del pennello elettronico analizzatore; per eliminare quindi possibili deformazioni, si colloca il proiettore elettronico (« gun ») perpendicolare al fotocatodo e si ottiene la deflessione orizzontale con un campo elettrostatico; per quella verticale invece si usano le solite bobine .

Questa soluzione si è resa necessaria per far sì che gli elettroni del pennello analizzatore colpiscano sempre perpendicolarmente il fotocatodo, altrimenti si avrebbe una forte sfocalizzazione determinata da riflessioni degli elettroni che cadono su di esso con angoli diversi da 90°.

La sensibilità dell'orticonoscopio è già molto superiore a quella degli altri tubi; però anche questo dispositivo è stato successivamente modificato nell'« image orthicon ».

L'IMAGE ORTHICON

L'image orthicon, derivato dell'orticonoscopio, è il più recente tubo da ripresa, sensibilissimo anche a illuminazione di poche decine di lux.

Il suo principio di funzionamento è simile a quello degli altri tipi e lo si può facilmente esaminare suddividendolo in tre

distinte sezioni (generazione dell'immagine elettronica, analisi, moltiplicazione del segnale) che illustreremo nell'ordine.

a) Sezione immagine elettronica. La scena da trasmettere è proiettata con un sistema ottico, su un fotocatodo semitrasparente ed avente un potenziale negativo di 500 volt (fig. 6). Sotto l'azione delle radiazioni luminose esso libera dei fotoelettroni in

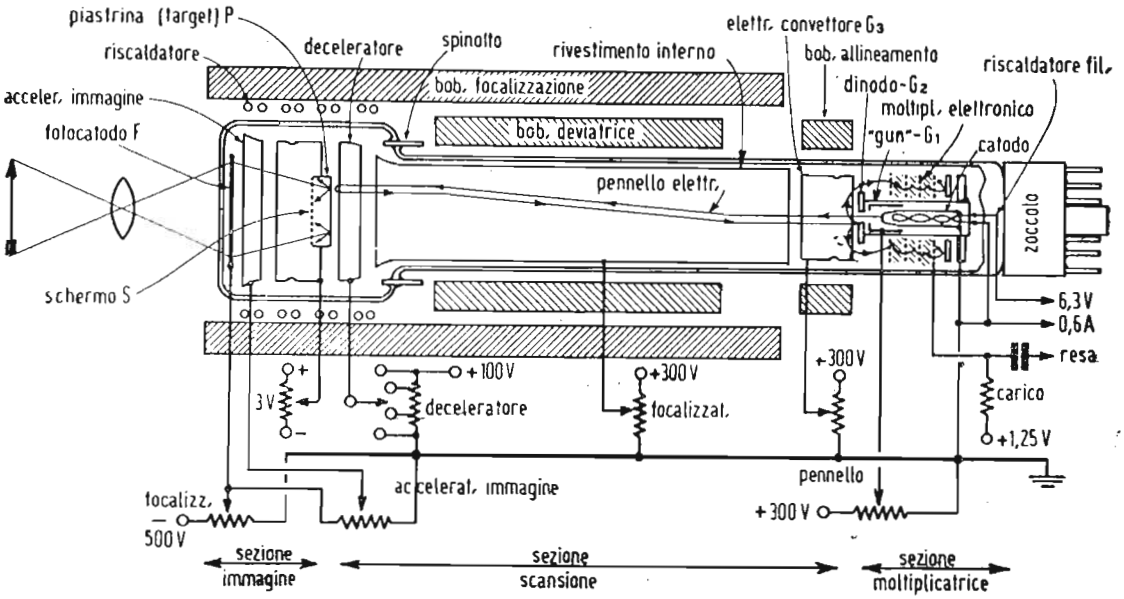


Fig. 6. — Costituzione schematica dell'« image orthicon ».

proporzione della illuminazione delle varie parti dell'immagine. Questi elettroni sono attratti dalla « piastrina » o « target » che è a potenziale zero e focalizzati da lenti elettriche. Il forte campo elettrico esistente, fa sì che tutti i fotoelettroni emessi dal fotocatodo siano utilizzati ed arrivino sulla « piastrina ». Inoltre, data la differenza di potenziale esistente fra i due elettrodi, i fotoelettroni, accelerati dal campo elettrico principale e da quello delle lenti elettriche, arrivano sulla placchetta con forte velocità assiale dando luogo ad una emissione secondaria di elettroni per urto. Essendo il rapporto di emissione secondaria della placchetta superiore all'unità, verranno emessi elettroni in numero superiore a quello dei fotoelettroni incidenti dando luogo, anche per questo fatto, ad un aumento della sensibilità del tubo. Sulla piastrina si localizzeranno così le cariche positive in modo da riprodurre elettronicamente l'immagine ottica proiettata sul fotocatodo. Nel caso (come avviene nel « superiscope » dei francesi) in cui le lenti elettroniche rendono divergenti i percorsi dei fotoelettroni, si avrà un'immagine elettronica ingrandita.

La riduzione del formato del fotocatodo consente un au-

mento della luminosità dell'obbiettivo, permettendo altresì, con la riduzione della lunghezza focale, una maggiore profondità di campo; la lunghezza focale è di circa 60 mm con apertura 1/1,5.

Il fotocatodo è del tipo al cesio usato per l'iconoscopio, ma manca della granulazione e della metalizzazione posteriore costi-

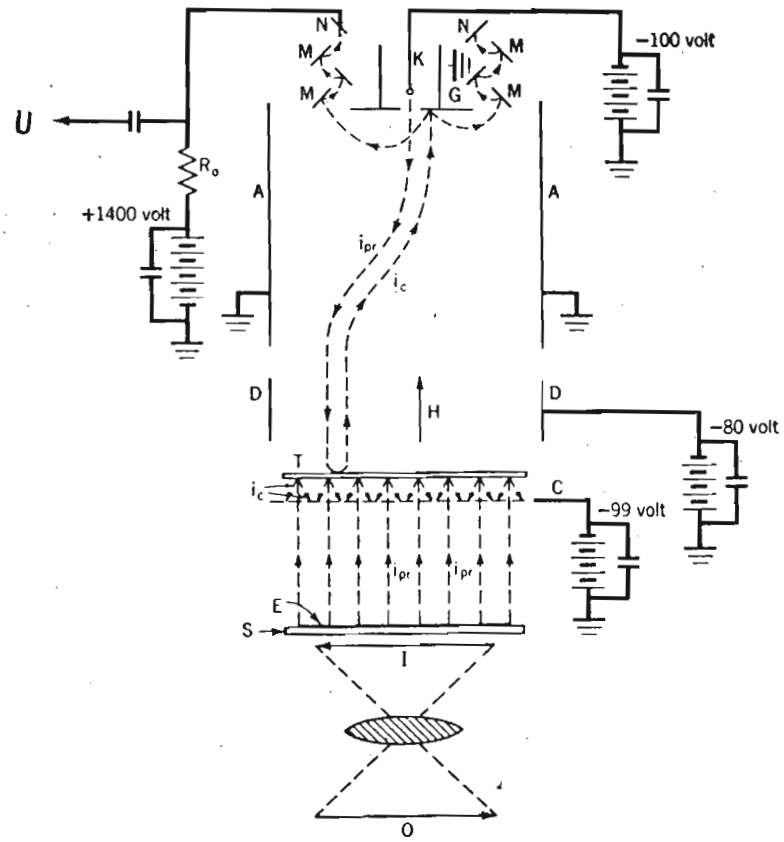


Fig. 6 bis — Schema elettrico funzionale dell'«image orthicon». *O* = immagine da trasmettere; *I* = immagine proiettata sul fotocatodo trasparente; *S* = parete vetro; *E* = fotocatodo; *T* = piastrina (target); *C* = rete schermo; *D* = elettrodo deceleratore; *A* = elettrodo focalizzatore; *G* = « gun » e primo dinodo; *M* = elettrodi del moltiplicatore elettronico; *N* = anodo del moltiplicatore; *K* = catodo; R_o = resistenza di carico finale; *U* = uscita del segnale.

tuente la placca di raccolta del segnale; inoltre gli spessori degli elementi sono così ridotti da renderlo semitrasparente. La sua sensibilità è stata portata a 20 ÷ 50 microampere per lumen per cm^2, cioè 2 ÷ 3 volte maggiore.

La piastrina *P* (target) è costituita da un disco di vetro di minimo spessore (circa 0,05 mm), davanti al quale è posta a brevissima distanza una griglia metallica o schermo (*S*, fig. 6) formata da sottilissimi fili (griglia di cancellazione).

Gli elettroni in questo tratto sono sottoposti a un campo

magnetico uniforme, cosicchè le loro traiettorie sono tutte parallele ed essi, arrivando sulla piastrina, provocano un'emissione secondaria.

Per captare gli elettroni secondari, emessi dalla piastrina (« gun ») per l'urto dei fotoelettroni, i quali creerebbero una carica spaziale perturbatrice o ricadrebbero sulla piastrina stessa, è collocata alla distanza di 0,05 mm da essa la predetta griglia metallica, mantenuta ad un potenziale leggermente superiore (+ 1 volt) a quello della pastrina.

La finezza di questa rete, dato che essa si comporta rispetto ai fotoelettroni come uno schermo, ha importanza grandissima nella definizione dell'immagine: è evidente che essa deve essere a maglie molto fitte per essere efficace, ma deve essere composta di fili sottilissimi per non coprire l'immagine. Quelle usate in pratica hanno 40 maglie per mm lineare (lato del foro di ogni maglia mm 0,02; diametro filo mm 0,006 circa) e lasciano scoperta un'area del 75 per cento.

E' comunque evidente che tale schermo a rete limita automaticamente la definizione al valore della dimensione delle sue maglie; tale limitazione corrisponde ad una definizione massima di circa 700 righe.

La perdita degli elettroni secondari determina sulla superficie del « target » una carica positiva, variabile da punto a punto, che riproduce esattamente l'immagine proiettata sul fotocatodo. La piastrina (« target ») ha una conduttività propria ben definita e quindi anche sulla faccia posteriore si verrà a creare un'analoga figura elettronica.

Le proprietà semiconduttive e di accumulo elettrico della piastrina assumono il loro « optimum » alla temperatura di 40 ÷ 50 gradi: per tale ragione le telecamere impieganti '« image orthicon » sono provviste di un riscaldatore interno.

b) Sezione analisi. La faccia posteriore della placchetta è analizzata per mezzo di un pennello elettronico a bassa velocità emesso da un proiettore (gun), composto di catodo, griglia di controllo (griglia n. 1) e anodo di accelerazione (griglia n. 2). Il pennello è focalizzato da un campo magnetico esterno e da un campo elettrostatico creato dalla griglia n. 4.

Vicino alla piastrina vi è poi un anodo di decelerazione (griglia n. 5), che crea un campo tale da annullare la velocità degli elettroni al loro arrivo, evitando così ogni emissione secondaria.

Se il raggio elettronico, arrivando alla piastrina, colpisce punti ove non ci sono cariche positive, sarà riflesso e tornerà indietro poichè, arrivando con velocità quasi nulla, risente dell'ef-

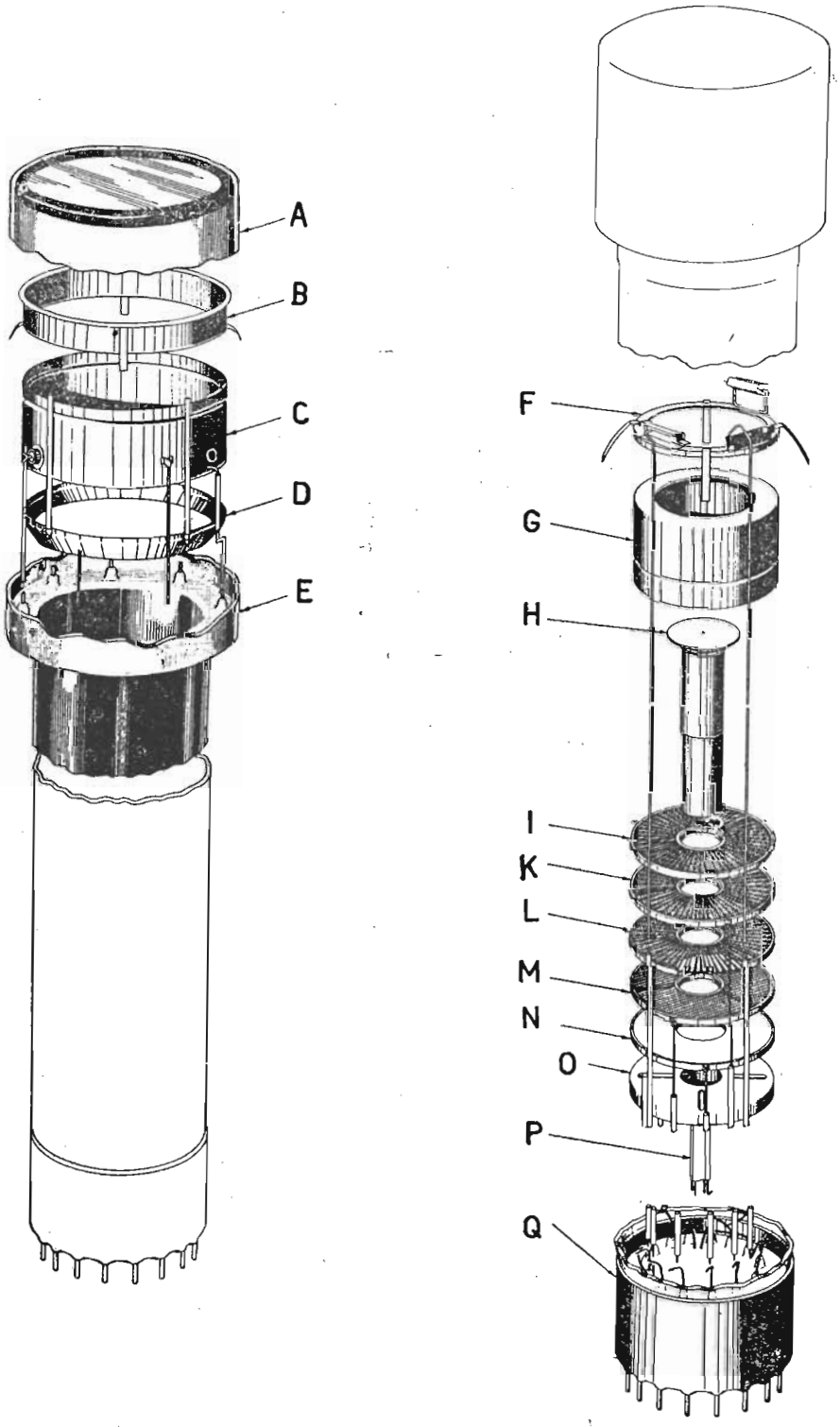


Fig. 7 — Vista in sezio ne espansa dell'«image orthicon». *A sinistra*: *Sezione fotosensibile d'analisi* - *A* = superficie fotosensibile trasparente; *B* = acceleratore d'immagine elettronica (griglia n. 6); *C* = piastrina fotoemissiva semiconduttrice (target) con schermo a griglia; *D* = decelerator e (griglia n. 5); *E* = corona spinotti di collegamento elettrodi. *A destra*: *Sezione moltiplicatore elettronico* - *F* = contatti rivestimento metallico interno del bulbo (griglia n. 4); *G* = elettrodo convettore (griglia n. 3); *H* = dinodo n. 1; *I* = dinodo n. 2; *K* = dinodo n. 3; *L*= dinodo n. 4; *M* = anodo; *N* = dinodo n. 5; *O* = griglia n. 2; *P* = catodo e griglia di controllo; *Q* = zoccolo per spinotti di inserzione.

fetto degli organi di accelerazione posti al centro del tubo; se invece ci sono cariche positive, tutti o parte degli elettroni si depositeranno per neutralizzarle. Il raggio elettronico di ritorno è così modulato in intensità dalle cariche della piastrina e cioè dalle variazioni luminose dell'immagine.

Poichè esso ha una traiettoria leggermente spostata rispetto a quella d'andata, cade su di un anodo a forma di anello, detto « dinodo », che si trova davanti al proiettore, e lo bombarda. Durante i ritorni di movimenti di analisi, è poi applicato alla piastrina un segnale di cancellazione che evita l'accumulazione delle cariche residue e le ridà un potenziale uniforme e costante.

c) Sezione moltiplicazione. Vicino al dinodo (detto anche griglia 2) vi è poi un altro elettrodo (griglia 3) che obbliga gli elettroni secondari, emessi per effetto dal bombardamento del pennello elettronico di ritorno, a deviare la loro traiettoria e cadere sul dinodo 2, cioè sul secondo anodo di un moltiplicatore

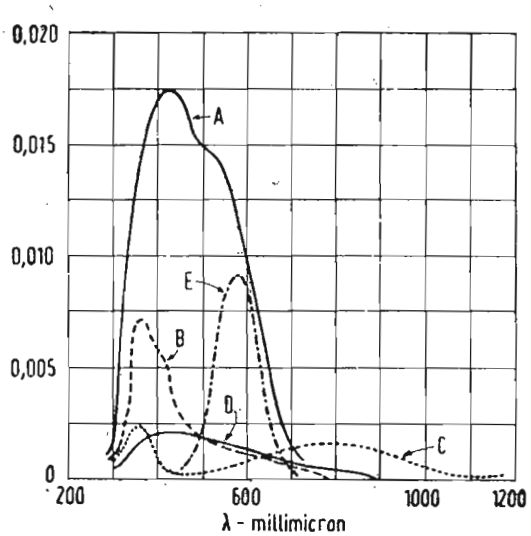


Fig. 8. — Curve di sensibilità spettrale dei vari tipi di « image orthicon ». *A* = tipo 5820 e 5826; *B* = tipo 5655 e 5769; *C* e *D* = tipi 2P23; *E* = occhio umano.

elettronico a 5 stadi, disposti a raggiera attorno al proiettore elettronico (gun).

Il moltiplicatore ha un'amplificazione di circa 500 volte e permette d'inviare ad un normale preamplificatore video un segnale di sufficiente intensità (da 3 a 30 μA).

La fig. 7 dà una vista interna degli elementi costituenti un'« image orthicon ».

« L'image orthicon » ha generalmente maggiore sensibilità verso la regione delle luci fredde e dell'ultravioletto.

Si costruiscono oggi tubi « image orthicon » dotati di sensibilità differenti a seconda delle esigenze della tecnica televisiva. La fig. 8 dà la sensibilità spettrale dei vari tipi oggi prodotti.

La sensibilità luminosa, del tubo « image orthicon » è poi assolutamente eccezionale. Per avere un'idea di tale sensibilità si pensi che con l'illuminazione di un oggetto di soli 0,02 foot-lamberts (0,2 apostilb) è ancora possibile ottenere un'immagine riconoscibile di esso, mentre per ottenere lo stesso genere di immagine sulla pellicola fotografica più rapida oggi conosciuta (la

Fig. 9. — Dimostrazione fotografica della sensibilità dell'« image orthicon ». Le cifre sotto ogni fotogramma rappresentano « foot lamberts » d'illuminazione diretta del soggetto (a destra nel primo fotogramma alto a sinistra).

Super XX) l'illuminazione del sogggetto non può scendere sotto 0,25 foot-lamberts (2,5 apostilb) circa. In altre parole la sensibilità dell'« image orthicon » equivale a quella di una pellicola fotografica avente oltre 1000 gradi ASA, mentre la sensibilità max della Super XX è di 80 ASA.

Il paragone fra le sensibilità luminose dell'« image orthicon » e del film cinematografico Super XX è reso evidente nelle varie immagini della fig. 9, nella quale tutte le figure a sinistra sono le immagini che appaiono sullo schermo fluorescente di un televitore mentre le figure a destra sono ottenute fotografando lo stes-

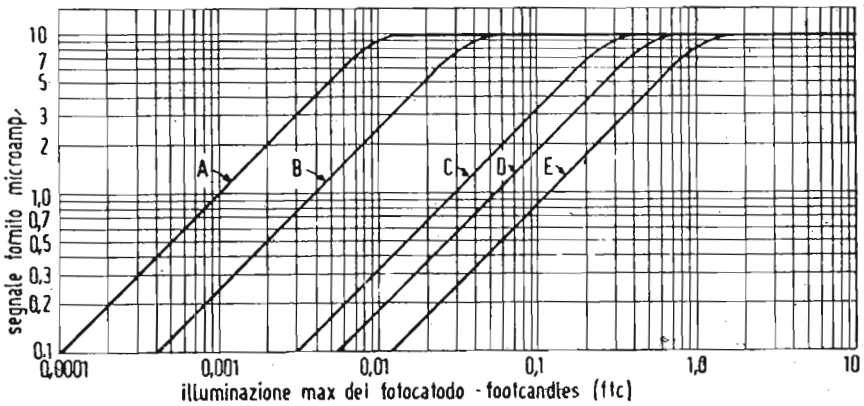


Fig. 10. — Caratteristiche di trasporto dei vari tipi di « image orthicon ». *A* = tipo 5820; *B* = tipo 5826; *C* = tipo 5655; *D* = tipi 2P23 e 5769 per esterno; *E* = tipi 2P23 e 5769 per luce artificiale.

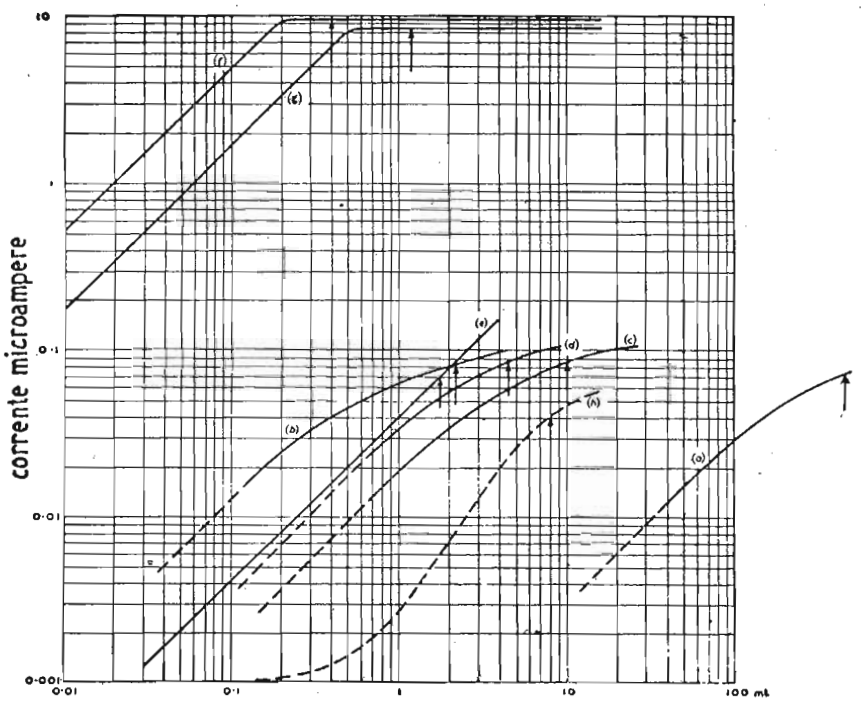


Fig. 11. — Caratteristiche di trasporto di vari tubi analizzatori da presa. *a*) = Emitron; *b*) = Super-emitron; *c*) = Photicon PYE; *d*) = Photicon P.E.S.; *e*) = Emitron C.P.S.; *f*) e *g*) = « Image orthicon » (costruzione inglese); *h*) = film pancromatico ad alta sensibilità (la scala ascisse è in millilumen).

so soggetto sul quale è puntata la telecamera da presa, munita di « image orthicon », che alimenta direttamente il citato televisore.

Si vede che già con un'illuminazione di 0,2 ft-lamberts, l'immagine sul film è scomparsa mentre ancora con 0,02 ft-lamberts l'immagine del televisore è ancora riconoscibile.

Nei rispetti dell'occhio umano la sensibilità dell'« image orthicon » è da 3 a 4 volte superiore.

La fig. 10 mostra le caratteristiche di trasporto dei vari tipi di « image orthicon », oggi in uso pratico. E' facile constatare che la pendenza è unitaria, cioè il « gamma » è uguale a 1.

La fig. 11 riporta le caratteristiche di trasporto dei principali tubi analizzatori da presa oggi conosciuti.

Molta cura devesi prestare affinchè l'apertura dell'obiettivo della telecamera (controllata dal diaframma ad iride) lasci cadere sul fotocatodo un'illuminazione con superiore a 50 ft-c (circa 500 lux). Il campo di illuminazione funzionale del fotocatodo dell'« image orthicon » si estende da 0,0001 a 10 ft-c (da 0,0001 a 100 lux).

L'illuminazione del fotocatodo è naturalmente in dipendenza dell'illuminazione della scena.

Tali due parametri sono legati dalla formula:

$$Is = \frac{4 f^2 \cdot Ifc\,(m + 1)^2}{Tr}$$

ove:

Tr è coefficiente di trasmissione

Is è l'illuminazione della scena in footcandle (ftc);

f è l'apertura dell'obiettivo;

Ifc è l'illuminazione del fotocatodo in footcandle (ftc);

m è il coefficiente di magnificazione lineare dalla scena alla piastrina (target), che nella maggioranza dei casi può assumersi uguale ad 1.

ALTRI TUBI ELETTRONICI DA PRESA

Abbiamo or ora descritto i due principali tipi di tubi da ripresa usati in TV. E' opportuno ricordare che oltre questi ne esistono molti altri, più o meno diversi da quelli descritti; le differenze derivano sia da questioni puramente commerciali (ragioni di brevetto) sia da modifiche apportate per migliorarli e perfezionarli:

A semplice scopo informativo citeremo l'« eriscope » e il « superiscope » usati dai francesi, il « super-emitron » ed il « photicon » usati dagli inglesi.

Il « vidicon » è un tubo da ripresa costruito dalla RCA in America e dalla PYE in Inghilterra sotto il nome di « staticon » avente dimensioni molto ridotte, e basato su di un principio completamente diverso. In esso infatti il mosaico è costituito da uno strato continuo di sostanza fotoresistente a base di selenio.

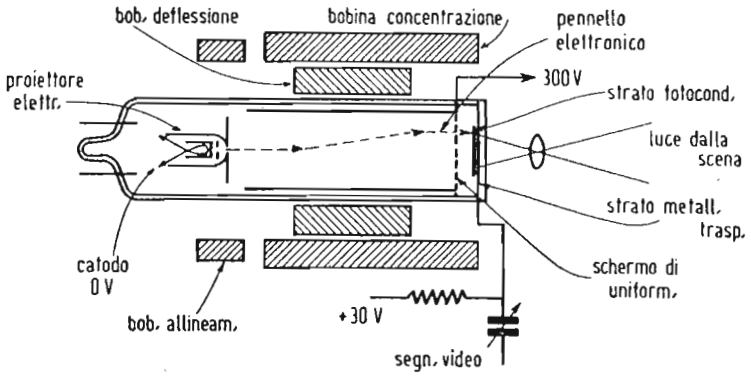


Fig. 12. — Costituzizone schematica del tubo analizzatore « vidicon » (« staticon »)

La fig. 12 rappresenta una sezione del « vidicon ». Si noterà che la sostanza fotoconduttrice è deposta su un sottile straterello metallico trasparente alla luce e ed esplorata da un pennello elettronico dal lato opposto a quello colpito dalla luce. Un campo magnetico uniforme provvede a concentrare il pennello. La velocità degli elettroni del pennello può essere bassa come nell'« image orthicon » ovvero alta come nell'iconoscopio.

Il segnale video è raccolto dallo strato conduttore trasparente supporto dello strato fotosensibile.

Uno schermo a reticella metallica assicura un campo elettrostatico uniforme di fronte allo strato fotosensibile.

Per spiegare il funzionamento del « Vidicon » supporremo l'impiego di un pennello elettronico a bassa velocità e del tipo orthicon.

Un potenziale positivo dell'ordine di 20 volt rispetto al catodo del pennello elettronico è applicato alla piastra trasparente supporto dello strato fotosensibile. Il pennello depone gli elettroni sulla superficie esplorata dello strato fotoconduttore caricandolo ad un determinato livello: la conduttività dello strato fotosensibile è comunque sufficientemente bassa affinchè solo una debole corrente passi nei « neri » dell'immagine proiettata

su di esso. La conducibilità è accresciuta nei punti illuminati, permettendo così il passaggio della carica.

In queste zone la superficie esplorata assume gradualmente una carica positiva di uno o due volt rispetto al catodo durante l'intervallo di 1/25 di secondo fra due esplorazioni successive.

Il pennello depone un numero sufficiente di elettroni per neutralizzare la carica accumulata, generando così il segnale video sul supporto conduttore posteriore.

Il ciclo di carica-scarica è identico a quello dell'orthicon salvo che l'effetto di carica positiva è realizzato per fotoconduzione attraverso lo strato fotosensibile, anzichè per fotoemissione di quest'ultimo.

Questo tipo di funzionamento esige una resistività del materiale sufficientemente alta affinchè la sua costante di tempo superi il tempo di ripetizione delle immagini televisive (1/25 di sec.). Una resistività di 10^{12} ohm/cm o maggiore è sufficiente.

Numerose sostanze quali ad esempio il selenio, lo zolfo come pure i solfuri, i seleniuri e gli ossidi sono fotoconduttrici. Parecchie di tali sostanze dopo aver subito un opportuno trattamento sono state sperimentate come superficie fotosenibile in tubi da presa « vidicon ».

Si sono ottenuti ottimi risultati sotto ogni punto di vista, realizzando ad es. celle fotoconduttrici dotate di una sensibilità di oltre 1000 microamper/lumen.

Il potere risolutivo è limitato esclusivamente dalle dimensioni dello « spot » del pennello elettronico, mentre nell'image orthicon vi è una limitazione dovuta allo schermo reticolare fronteggiante il fotocatodo esplorato.

In generale il tubo da presa a superficie fotoconduttrice è funzionalmente più semplice dell'image orthicon: le regolazioni sono minori e meno critiche.

L'alto livello del segnale video ottenuto da un tubo fotoconduttore elimina la necessità di un moltiplicatore elettronico con i suoi inconvenienti e complicazioni.

Attualmente sono in corso ricerche e prove intensive per perfezionare ed affinare sempre più i primi soddisfacenti risultati ottenuti da questo nuovo tipo di tubo analizzatore da presa.

LEZIONE XXXII

LA TELECAMERA

La ripresa televisiva è realizzata per mezzzo delle telecamere. Esaminniamo ora come è montata e come funziona la telecamera .

Diciamo innanzitutto che si chiama telecamera un comples-

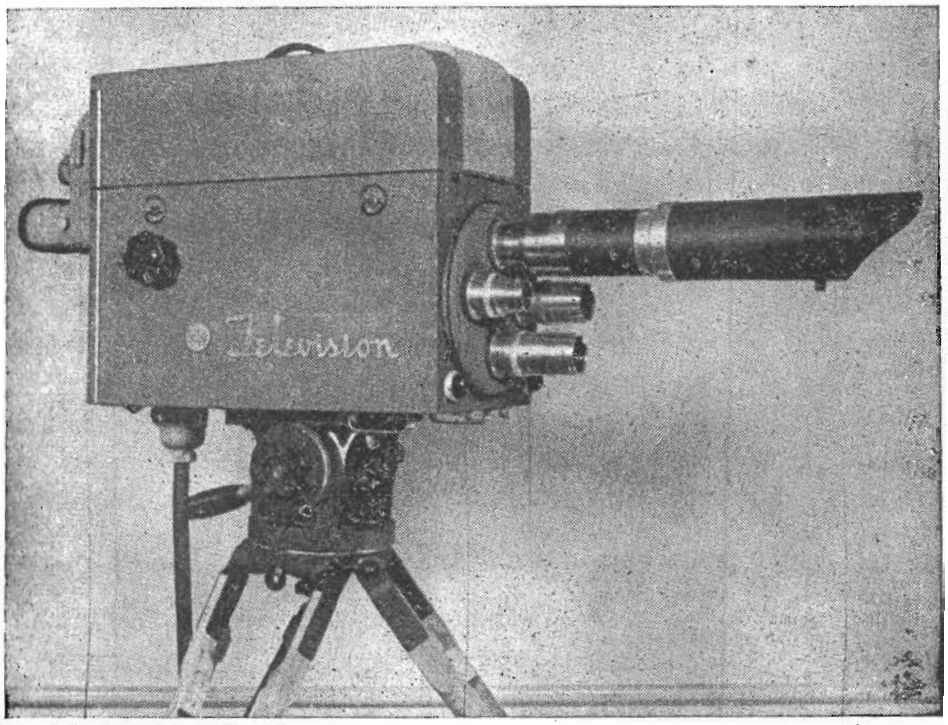


Fig. 13. — Telecamera munita di « image orthicon » con torretta a 4 obiettivi e visore elettronico.

so fotoelettrico che permette di trasformare immagini ottiche in segnali elettrici di particolare forma e valore.

La telecamera (fig. 13) comprende un sistema di obiettivi intercambiabili montati generalmente su una torretta ruotabile, i quali formano un'immagine reale dell'oggetto o persona esaminati e la fanno cadere perfettamente a fuoco sullo strato fotosensibile del tubo elettronico da presa, che è il vero e proprio occhio sensibile della televisione. .

L'immagine messa fuoco sulla superficie fotosensibile del tubo elettronico da presa, viene osservata dal « cameraman » pel

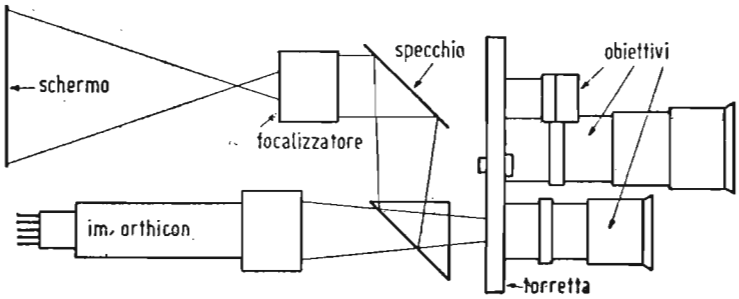


Fig. 14. — Funzionamento del visore ottico in una telecamera.

tramite di uno speciale « mirino » o « visore » (collocato nella stessa telecamera) che può essere del tipo « ottico » ovvero del tipo « elettronico ».

« Nel « mirino » ottico, la stessa immagine proiettata sul tubo da presa viene anche proiettata mediante un insieme di prismi e specchi su un vetro smerigliato come avviene nella macchine fotografiche « reflex » (fig. 14).

Il « mirino » elettronico è invece costituito da un vero e proprio ricevitore televiso (naturalmente mancante degli organi e circuiti a radio-frequenza) munito di un tubo catodico d'immagine con schermo di piccole dimensioni (immagine di cm 10 per cm 8,5).

Un comando meccanico permette poi di spostare tutto il carrello che contiene il tubo fotosensibile e mettere così a fuoco (fuoco ottico) l'immagine.

Si può dire, fin qui, che la telecamera nella sua parte ottica è equivalente alla macchina da presa cinematografica. Infatti, gli obiettivi e il modo di usarla durante la ripresa, sono praticamente gli stessi. .

Più interessante è invece la sezione elettronica della telecamera. In essa sono compresi: a) il tubo fotosensibile che a seconda del tipo potrà essere un «superiscope » (telecamera francese), un « image orthicon » (telecamera americana), un « pho-

ticon » o un « supericonoscopio » (telecamera inglese); b) un preamplificatore video; c) i circuiti per la deviazione del pennello analizzatore; d) l'alimentatore anodico che dà l'alta tensione necessaria al funzionamento del tubo da ripresa.

TELECAMERA CON « IMAGE ORTHICON »

Le varie telecamere anche se utilizzano tubi diversi e se costruite da diverse ditte differiscono tra di loro solo in particolari di montaggio e in talune regolazioni, ma non nel principio di funzionamento. Ci limiteremo pertanto a descrivere il tipo di liane, cioè quelle utilizzanti l'« image orthicon ».

I principi basilari di funzionamento dell'« image orthicon » e di altri tubi sono stati già esaminati nella lezione precedente.

L'« image orthicon » è montato dentro un carrello metallico mobile; scorrevole avanti e indietro per mezzo di un semplice comando meccanico che permette una facile messa a fuoco ottico dell'imagine. Attorno al tubo sono predisposti il giogo per la deviazione magnetica (verticale e orizzontale), la bobina di fuoco e quella di allineamento. .

La corrente per la deviazione orizzontale è ottenuta da una catena di tubi, rispettivamente con le funzioni di amplificatore, generatore a dente di sega, amplificatore pilota e smorzatore (damper) contenente pure tutte le regolazioni per l'ampiezza e la linearità. .La corrente per la deviazione verticale è fornita da un generatore analogo, senza smorzatore; però esso può essere o incorporato nella stessa telecamera, oppure, come nel caso di talune apparecchiature americane, in un telaio a parte (contenente anche altre apparecchiature). Ciò permette di diminuire il peso e l'ingombro del complesso mobile. Il fuoco elettronico dello « spot » analizzatore, il controllo dell'intensità del raggio catodico, il controllo del fuoco del moltiplicatore elettronico incorporato nell'« image orthicon » ed altre analoghe regolazioni sono fatte a distanza.

Tutti i singoli comandi sono accentrati sopra un apposito banco, il « monitore », che comprende un amplificatore video con tubo catodico di immagine, cosicchè il tecnico addetto al controllo regola tutti i valori elettrici al fine di ottenere una immagine, per quanto è possibile, perfetta.

Il controllo è inoltre facilitato dalla installazione sullo stesso monitore di un osciloscopio a doppia traccia o da due separati oscilloscopi che permettono di osservare in modo continua-

tivo il segnale video nelle due tracce con asse dei tempi rispettivamente a frequenza di riga e di quadro.

Il tecnico potrà così vedere l'esatta forma del segnale e i suoi valori massimo e minimo e meglio potrà regolare l'amplificazione in modo da mantenere il valore del segnale video, picco a picco, nei limiti stabiliti.

L'alta tensione per gli elettrodi del moltiplicatore (da 1300 a 1500 V) è fornita da un raddrizzatore incorporato a fianco del tubo da ripresa, che rettiffica una corrente generata da un oscillatore locale a circa 300 kHz; anche il filamento del diodo è alimentato dalla stessa sorgente, con apposito avvolgimento sul trasformatore che porta l'A.T. al valore desiderato. L'elevata frequenza usata permette di ottenere un perfetto livellamento.

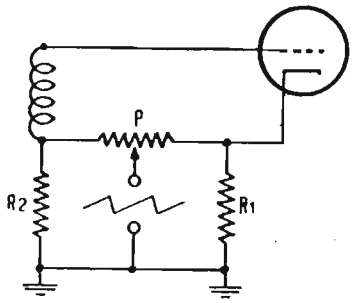


Fig. 15. — Circuito di correzione ombre nelle camere ad « image orthicon ».

Nella telecamera sono pure compresi uno stadio per amplificare e dosare il segnale di cancellazione applicato alla piastrina (potrebbe avere qualche impurità) e, come si è detto, un preamplificatore video a 5 stadi con compensazione delle alte frequenze e controllo del guadagno (ossia del contrasto). Una porzione del segnale a denti di sega orizzontale può inoltre essere introdotta nell'amplificatore ed essere sommata al negativo base. Tale negativo è ottenuto inviando assieme agli impulsi di sincronismo una tensione continua negativa, regolabile dal posto di controllo, per rendere possibile la regolazione del guadagno. Si può così avere una correzione orizzontale di eventuali ombre formatesi nella parte destra o sinistra dell'immagine. Allo scopo si usa il circuito costituito da R_1 R_2 (eguali fra loro) e P fig. 15). Quando il potenziometro è al centro le due correnti su R_1 e R_2 provocano correzioni uguali ed esposte, mentre uno sbilanciamento di P verso destra o sinistra dà variazioni in un senso o nell'altro.

Talune telecamere hanno solo la correzione orizzontale delle ombre; altre invece hanno una doppia correzione, orizzontale e verticale.

IL PREAMPLIFICATORE VIDEO

Il preamplificatore video piazzato nella telecamera ha, generalmente, 5 stadi (fig. 16) tutti con compensazione delle alte frequenze. L'ultimo è ad uscita catodica, al fine di accoppiarlo convenientemente al cavo coassiale (impedenza 75 Ω) che porta il segnale video all'amplificatore di linea. In questi stadi che amplificano il debolissimo segnale prelevato dal moltiplicatore elettronico, vengono usati pentodi speciali a basso rumore di fondo e tutto l'amplificatore deve essere ben schermato per evitare che esso sia disturbato da oscillazioni locali o da segnali a radiofrequenza (assai dannoso il disturbo generato dalle onde medie del-

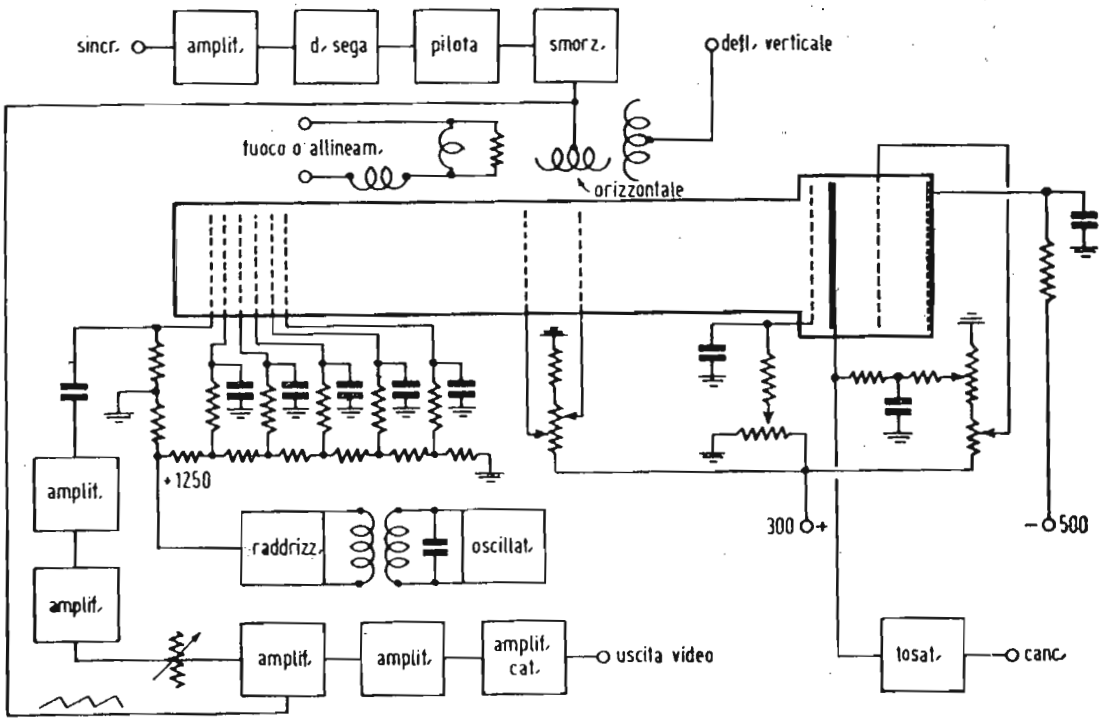


Fig. 16. — Schema di principio dei circuiti elettronici di una telecamera ad « image orthicon ».

la radiofonia).

La regolazione del guadagno (cioè del contrasto) e l'introduzione dei segnali per la correzione delle ombre, avviene normalmente sull'entrata del 3° stadio.

Il segnale video all'uscita dell'accoppiamento catodico ha generalmente un valore massimo di 0,2 V picco a picco..

ACCESSORI

Nella telecamera sono inoltre installati un ventilatore per il raffreddamento dei tubi e delle bobine di fuoco e deviazione magnetica e un riscaldatore per portare in pochi minuti, se richiesta d'urgenza, la camera alla temperatura di regime. Infatti, per la migliore resa e regolazione della telecamera è necessario un preriscaldamento di circa 30 minuti.

Esistono poi luci di segnalazione per indicare se l'immagine ripresa è inviata in trasmissione o meno, un collegamento telefonico che mantiene in continuo contatto il « cameraman » col regista e col tecnico addetto al controllo e spesso il mirino elettronico, già accennato prima, con relativo amplificatore video, il quale, prelevando una piccola parte del segnale video permette al cameraman di vedere l'immagine già come è ripresa in televisione, in bianco e nero, anzichè su vetro smerigliato e a colori, come nel mirino ottico.

La telecamera è normalmente fissata su un carrello a più comandi (rotazione, elevazione, spostamento in tutte le direzioni), sul quale sta seduto lo stesso « cameraman ». In alcuni casi si sono costruiti carrelli in cui tutti i comandi sono automatici, di guisa che è il « cameraman » che li comanda; si è perfino realizzata una telecamera con comandi automatici a distanza, rendendo automatica anche la messa a fuoco.

Simile apparecchiatura, molto interessante, può essere agevolmente utilizzata in particolari condizioni, per esempio in riprese di processi chimici o industriali, ove il « cameraman » potrebbe essere in ambiente a lui dannoso; nelle normali riprese televisive il « cameraman » che ha mansioni anche artistiche, oltre che tecniche, non può essere sostituito.

L'AMPLIFICATORE VIDEO

Poichè l'uscita video del preamplificatore è minima, dell'ordine di 0,1/0,2 V picco a picco, prima di utilizzare il segnale occorre ancora moltiplicarlo fino a 15/20 V picco a picco, attraverso un amplificatore a video frequenza.

In questo amplificatore si provvede inoltre a reinserire la componente continua, a correggere la risposta alle basse frequenze e ad applicare il « piedestallo » (livello nero). Alla sua uscita si avrà così il vero e proprio segnale video completo a « piedestallo », pronto per essere unito al segnale di sincronismo ed inviato in trasmissione.

Gli amplificatori video di questo genere, differiscono ben poco l'uno dall'altro, però, i singoli costruttori adottano ciascuno accorgimenti speciali più o meno simili.

Esaminando rapidamente lo schema d'insieme dell'amplificatore video tipo GE, vediamo che esso è a 6 stadi, due dei quali

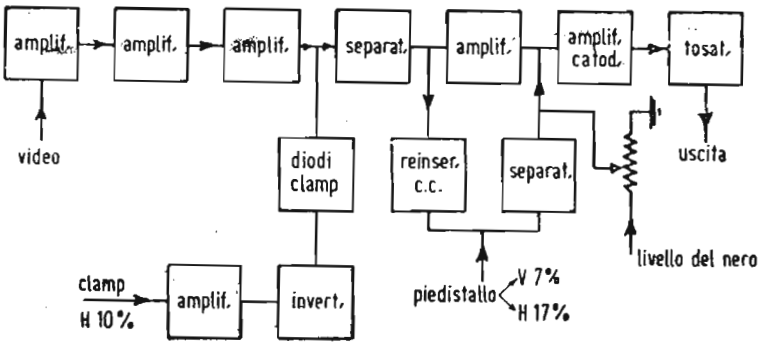


Fig. 17. — Schema di principio di un amplifificatore video per telecamere.

a uscita catodica (fig. 17). All'uscita del terzo stadio avviene la compensazzione alle b.f. mediante diodi manipolatori comandati dal segnale orizzontale amplificato in separata catena di stadi. Il quarto stadio è ad uscita catodica ma con condensatore di blocco. Alla sua uscita si provvede alla ricostruzione della componente continua, che viene però reinserita dopo il quinto stadio assieme al « piedestallo ». Nello stesso punto si può regolare il livello del nero introducendo anche una tensione prelevata da sorgente esterna.

L'uscita (con polarità « nero negativo ») è derivata dal sesto stadio ad accoppiamento catodico ed è utilizzata attraverso un diodo di « aggancio » (clamp) che definisce il livello base del nero.

L'amplificatore è montato sullo stesso telaio contenente il generatore per la deviazione verticale. Nel telaio sono pure installati gli alimentatori anodico e di griglia con tensione assolutamente costante.

La Marconi, la PYE, la R.C.A. ed altre ditte costruttrici invece, installano l'amplificatore video nello stesso tavolo di controllo, riuscendo così ad eliminare il telaio.

L'ALIMENTAZIONE

L'alimentazione delle telecamere dell'amplificatore di linea e del monitore sono completamente in alternata; però per otte-

nere quella elevata stabilita di tensione necessaria per un buon funzionamento di tutto l'impianto, si usano quasi sempre alimentatori stabilizzati con triodi regolatori in serie (fig. 18) controllati da un amplificatore e da un tubo a gas.. Essi sono sensibili ad ogni piccola variazione di tensione alternata o continua

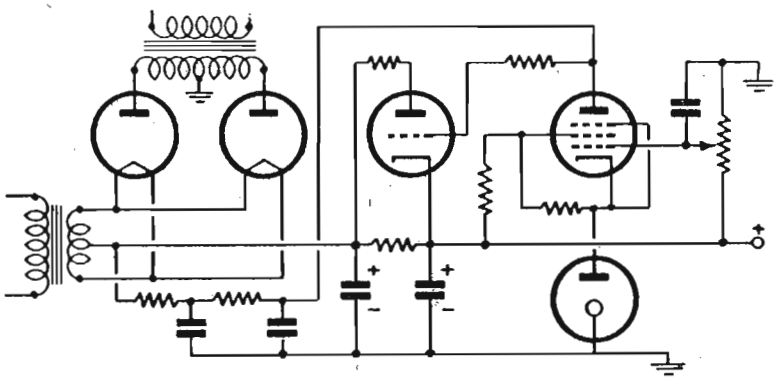


Fig. 18. — Schema di alimentatore anodico stabilizzato.

che riportano amplificata alla griglia dei tubi regolatori, in modo da variarne la trasconduttanza in opposizione agli sbalzi della rete o del carico.

Questi alimentatori permettono una costanza di tensione a meno dell'-1 per cento con pieno carico.

Nota per l'Allievo

Le ultime due dispense, questa e la 20ª, sono state interamente dedicate alla tecnica della trasmissione (ripresa televisiva).

Dopo aver esaminato i vari tubi analizzatori oggi conosciuti, viene illustrato con maggior dettaglio quello (image orthicon) impiegato negli impianti di trasmissione italiani della R.A.I.

Tutti i vari apparati di trasmissione TV vengono poi passati in rassegna, in modo e con ampiezza sufficiente a che l'allievo non ignori questo settore particolare della televisione, che assorbe d'altronde anch'esso numerosi tecnici specializzati.

Parte delle successive lezioni sarà poi dedicata ai radiotrasmettitori video ed audio (e relative antenne) ad integrazione del settore trasmissione TV.

Della tecnica della trasmissione TV non verrà più trattato nel seguito del Corso.

Una conoscenza, sia pure sommaria, di tale settore TV deve assolutamente far parte del bagaglio di cognizioni generali del tecnico specializzato in televisione, anche se egli intende dedicarsi nel suo futuro lavoro ai soli ricevitori.

Autorizzazione del Tribunale di Milano 16-1-61 - N. 5502 del Registro
Direttore responsabile ALFONSO GIOVENE - Proprietà della Editrice Il Rostro
Distribuzione in abbonamento postale - Gruppo II
Distribuzione STE - Milano

CORSO
TEORICO - PRATICO DI
TELEVISIONE

DISPENSA

N. 20

SOMMARIO

— LEZIONE XXXIII

La ripresa televisiva - Il posto principale di controllo - L'amplificatore formatore - Generatori di sincronismo - Generazione dei segnali a 50 Hz e agganciamento rete - Generazione dei segnali a frequenza di riga - Generazione del segnale supersincronizzante - Formazione di segnali vari.

— LEZIONE XXXIV

Generalità - Cenni sulle riprese cinematografiche - Cenni sulle esecuzioni teatrali - Il radiodramma - Lo spettacolo televisivo - Tecnica della ripresa televisiva - L'illuminazione delle scene - Unità fotometriche.

— Domande alle quali l'allievo deve rispondere.

Domande e risposte su argomenti trattati nelle dispense n. 19 e 20. (Lezioni XXXI, XXXII, XXXIII, XXXIV).

TUTTI I DIRITTI RISERVATI ALLA
EDITRICE IL ROSTRO - MILANO

TIPOGRAFIA EDIZIONI TECNICHE - MILANO - VIA BALDO DEGLI UBALDI, 6

LEZIONE XXXIII

LA RIPRESA TELEVISIVA

I centri di produzione di spettacoli televisivi possono avere installazioni assai modeste oppure possono essere concepiti e realizzati con una certa grandiosità che tenga conto anche dello sviluppo futuro che si prevede possano raggiungere. Qualunque sia però l'importanza di questi centri, essi dispongono sempre di determinate apparecchiature fondamentali, essenziali per la generazione di programmi televisivi.

La più piccola unità per la generazione di programmi è quella portatile, che comprende una catena di tre telecamere normali, montate in semplici treppiedi, tre monitori montati entro bauletti, tre alimentatori portatili, un generatore di segnale di sincronismo con relativo alimentatore e un dosatore elettronico munito di schermo controllo per mezzo del quale si effettuano passaggi rapidi dissolvenze e sovrapposizioni delle singole immagini.

Gli impianti più modesti dispongono di analoga apparecchiatura fissa e semifissa ed in più un'apparecchiatura per la trasmissione televisiva di films, con semplice o doppio proiettore (telecinema).

Dovendo però effettuare un certo numero di ore di trasmissione senza interruzioni, è ovvio che occorrano due o più studi oltre alle apparecchiature per telecinema, onde potere far prove e trasmissioni con una certa continuità.

In tal caso l'impianto si ingrandisce e diviene più complesso: ogni singolo studio dispone di proprie telecamere ed ha singole cabine di regìa e sale controllo, separate cabine di regìa per la ripresa audio, in modo da formare un tutto indipendente.

IL POSTO PRINCIPALE DI CONTROLLO

Le uscite dei dosatori delle varie sale regìa e quella del telecinema passo normale (35 mm) e ridotto (16 mm) vengono convogliate tutte alla sala principale di controllo e smistamento (master control). Qui, un ingegnere od un capotecnico provvede a controllare i singoli programmi in arrivo, e smistandoli opportunamente con un dosatore, li manda in trasmissione secondo l'ordine previsto dalla direzione programmi, seguendo scrupolosamente le relative istruzioni .

Siccome è logico prevedere che talvolta le trasmissioni avvengano anche dall'esterno o da località lontane, collegate per esempio da ponti radio, è ovvio che allo stesso « master control » arrivino i terminali di tutte le linee esterne e le uscite dei collegamenti con ponti radio. Analogamente il tecnico che sovraintende al « master control » (detto anche supervisore) dovrà smistare l'uscita al trasmettitore o ai trasmettitori, ai ponti radio in partenza (che alimentano l'eventuale rete di collegamento) ecc.

Nell'impianto destinato al supervisore occorre quindi un monitore per il controllo dell'uscita ed un secondo monitore che possa essere inserito di volta in volta nel programma che si prevede debba essere trasmesso. Sarà pur installato un dosatore (mixer) di tipo normale, ed un banco con comandi a chiave o a pulsanti per effettuare tutte le manovre.

Normalmente anzichè far terminare i singoli cavi video alle chiavette del banco di controllo, si preferisce farli arrivare a « relais » installati su di un telaio (assieme ai vari amplificatori video) e comandanti da pulsanti sul « master control ». Anche lo smistamento del sonoro è effettuato dal « master control » ed esiste tutto un impianto per le riprese sonore simile a quello già usato in radiofonia. .

L'AMPLIFICATORE FORMATORE (« stabilising amplifier »)

Normalmente il segnale video che esce dai dosatori degli studi o dal telecinema è ancora privo di sincronismi e l'inserzione di questi avviene appunto sul « master control » per mezzo di uno speciale amplificatore di linea o amplificatore stabilizzato. In questo complesso infatti vengono miscelate le correnti video uscenti dal dosatore di regia e gli impulsi di sincronismo, cosicchè il segnale all'uscita è già completo pronto per la trasmissione e con un rapporto esatto fra il livello dei sincronismi e quello del video.

La miscela dei due segnali potrebbe avvenire mediante due normali amplificatori video con le entrare separate e le uscite in serie, simmetriche rispetto alla massa, ma si preferisce usare un amplificatore più complesso che permetta di eliminare eventuali induzioni di b.f. possa stabilire la componente continua e

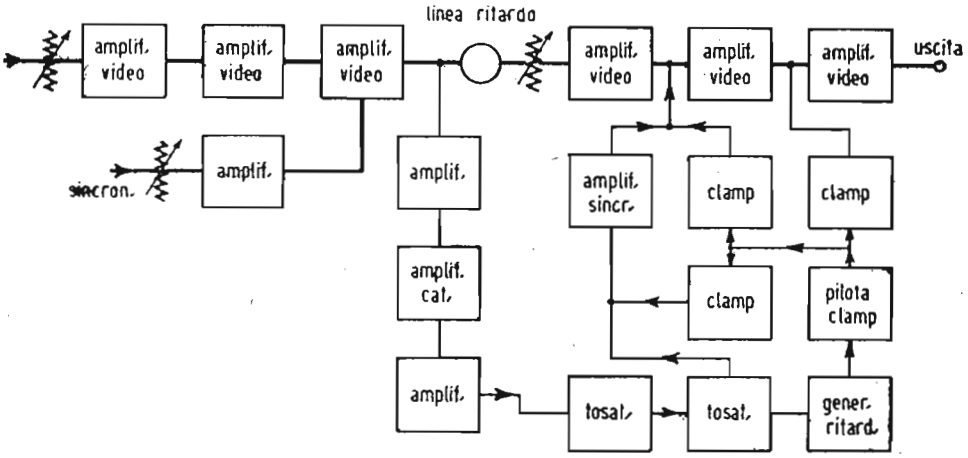


Fig. 19. — Schema di principio di uno « stabilising amplifier » (amplificatore formatore)

mantenga inalterati i segnali di sincronismo. Nella fig. 19 indichiamo lo schema di principio dell'amplificatore formatore usato dalla G.E.

Tale amplificatore è costituito da 6 stadi a video frequenza che elevano il livello del segnale inviato all'entrata fino al valore necessario in uscita. Nel terzo stadio viene sommato il seguente supersincronizzante, opportunamente amplificato in un separato stadio.

Oltre a questa sezione che costituisce la parte funzionale dell'amplificatore, vi è poi una catena di altri 6 stadi ausiliari. Il primo, un normale stadio di amplificazione deriva una piccola porzione del segnale d'uscita del terzo; il secondo è un trasduttore catodico (stadio con uscita catodica), il terzo serve ad invertire la polarità. Seguono due tosatori: il primo elimina tutto il segnale video ed il secondo tosa i sincronismi proprio vicino al livello del nero. L'ultimo stadio infine amplifica fortemente il residuo di segnale e lo reintroduce all'uscita del quarto stadio video.

Con tale inserzione si riportarono nel circuito segnali di sincronismo con forma perfetta. Quelli già esistenti nel segnale completo sono eliminati con una successiva tosatura dopo la reinserzione. Il procedimento adottato permette inoltre di pre-

disporre nel quarto stadio un controllo di volume, per poter eliminare totalmente il video senza togliere i sincronismi poichè essi devono essere mandati in trasmissione in modo continuativo.

Una porzione del segnale tosato va pure a pilotare la formazione di nuovi impulsi ritardati, che sono usati per controllare le griglie dell'amplificatore di sincronismo e degli ultimi due stadi video con diodi « clamp ». Essi, che agiscono durante l'intervallo di cancellazione posteriore, permettono di eliminare qualsiasi induzione di corrente alternata e di reinserire la componente continua, facendo riferimento al livello base del nero. L'uscita dell'amplificatore può essere ricavata anche attraverso un condensatore che sopprime la componente continua totale: ciò permette di trasmettere a distanza, su cavo coassiale, il segnale video completo.

GENERATORI DI SINCRONISMO

Negli impianti a video frequenza fissi o portatili una particolare apparecchiatura assume un ruolo di primaria importanza: il generatore di segnali di sincronismo. Questo complesso si può considerare infatti il cuore dell'apparecchiatura trasmettente video, in quanto esso genera e distribuisce a tutti i più svariati organi dell'impianto i segnali di sincronizzazione, di cancellazione, di deviazione orizzontale e verticale e un suo momentaneo arresto o un suo funzionamento irregolare comprometterebbe la trasmissione.

Sappiamo infatti che occorrono segnali per il sincronismo orizzontale, segnali serrati per il sincronismo verticale, particolari impulsi di equalizzazione, segnali manipolatori per il «clamp» e altri; tutti i citati impulsi devono logicamente essere derivati da un'unica sorgente e legati tra di loro da parametri fissi nel tempo affinchè non intervengano ritardi o sfasamenti nocivi al buon esito della trasmissione. Il complesso che genera questi segnali è appunto il generatore di sincronismi.

Nella costruzione di generatori di impulsi sincronizzanti si seguono diversi criteri variabili da caso a caso, però in linea di massima si tratta di singole catene di circuiti speciali, che demoltiplicano, tosano, amplificano e miscelano segnali stabilizzati o con oscillatori o con altri sistemi e permettono la formazione dei segnali richiesti.

Nell'impossibilità di descrivere dettagliatamente i singoli circuiti, esamineremo nelle sue linee di massima un generatore

tipico del genere, al quale praticamente si rassomigliano molti analoghi generatori ed accenneremo sommariamente ad un altro tipo di generatore di segnali sincronizzanti realizzato con catene di multivibratori speciali (binary counter).

Il primo tipo di generatore parte da un oscillatore a frequenza molto alta, per arrivare attraverso demoltiplicazioni, ritardi e manipolazioni, ai vari segnali. L'oscillatore deve necessariamente essere controllato in modo da poter seguire le variazioni della frequenza rete.

La messa a punto del complesso richiede particolari attenzioni ma una volta in servizio esso permette quella sicurezza necessaria a garantire una buona ricezione in tutti gli apparecchi. Per facilitare l'analisi dello schema di un generatore di impulsi abbastanza complicato, ne divideremo l'esame in 4 sezioni e cioè:

a) produzione dei segnali a 50 Hz e agganciamento rete.
b) produzione dei segnali a frequenza di riga.
c) formazione del segnale supersincronizzante.
d) formazione dei segnali vari.

GENERAZIONE DEI SEGNALI A 50 Hz E AGGANCIAMENTO RETE

Per la generazione di tutti i segnali si parte da un oscillatore pilota ad alta frequenza (156.250 Hz nel caso dello standard italiano 625 righge). Attraverso una catena di 5 divisori costituita da altrettanti oscillatori bloccati, con rapporto di divisione 5, si ottiene un segnale pulsante a 50 periodi.

E' forse utile accennare che nello standard americano a 525 righe la frequenza del pilota è di 157.500 e i divisori di frequenza per arrivare ai 60 periodi sono scelti con i seguenti rapporti di demoltiplicazione: 5-5-5-3-7.

Il segnale a 50 periodi così ottenuto e con la nota forma già vista nello studio dell'oscillatore bloccato è utilizzato per i seguenti scopi:

a) per essere confrontato in un ponte di fase a diodi con la tensione prelevata dalla rete: il segnale variabile generato dal confronto fra la frequenza rete e quella impulsi dell'ultimo divisore, è inviato alla griglia di un tubo reattanza, che serve a regolare la frequenza dell'oscillatore pilota permettendo così il suo agganciamento alla frequenza rete.

b) per pilotare mediante uno stadio separatore un multivibratore, dal quale si preleva il segnale verticale con doppia po-

larità, negativa e positiva, attraverso un amplificatore a uscita catodica.

c) per eccitare un multivribatore e ottenere così attraverso uno stadio ad uscita catodica il segnale verticale pure con doppia polarità.

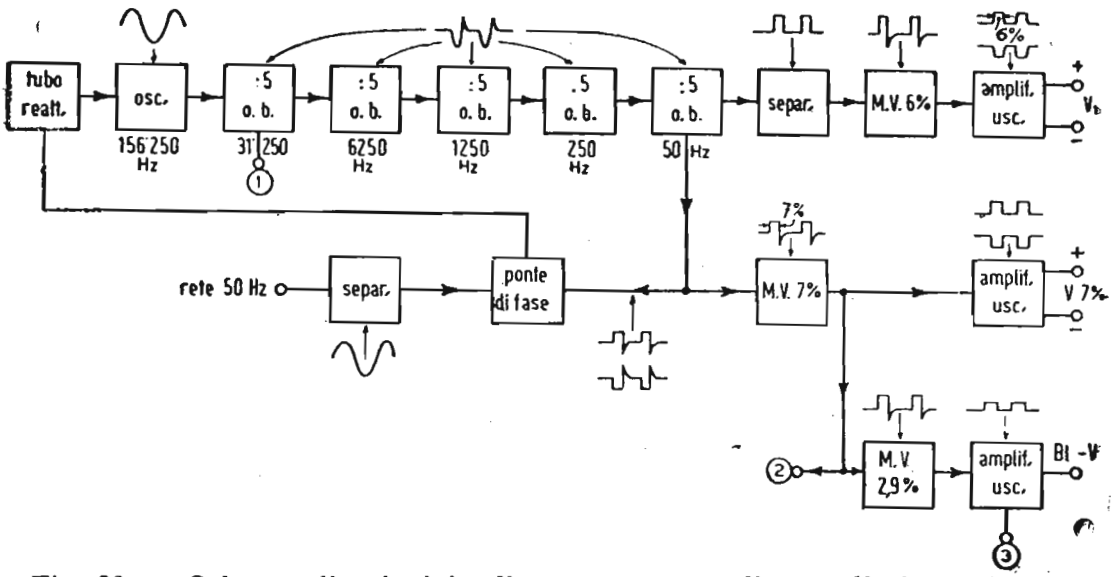


Fig. 20. — Schema di principio di un generatore di segnali sincronizzanti di quadro, a frequenza 50 Hz ed agganciamento rete.

Il multivibratore sopra citato (c), va inoltre ad eccitare un altro multivibratore dal quale sempre per mezzo di uno stadio amplificatore, si ricava un segnale di cancellazione verticale con polarità positiva (blanking verticale). L'eccitazione del secondo multivibratore si ottiene attraverso un circuito *RC* in modo da trasformare un segnale rettangolare in un impulso a guizzo che permette la formazione del segnale di durata minore (circuito differenziatore già esaminato nella lezione XIV - Dispensa 8.

Nello schema d'insieme disegnato nella fig. 20 abbiamo indicato oltre alle varie uscite già accennate, alcune uscite ausiliarie utilizzate per la generazione degli altri segnali che vedremo appresso: inoltre a fianco di ogni stadio abbiamo illucuito differenziatore già esaminato nella lezione XIV - Disp. 8.

GENERAZIONE DI SEGNALI A FREQUENZA DI RIGA

La seconda sezione del complesso generatore d'impulsi utilizzata per la produzione dei segnali di frequenza di riga, viene eccitata dall'uscita del primo divisore, cioè da impulsi di frequenza di 31.250 Hz.

Attraverso uno stadio separatore ed un amplificatore si eccita un multivibratore a frequenza metà, cioè 15.625 Hz. Un normale amplificatore ad uscita catodica eroga il segnale di riga con doppia polarità (fig. 21). Lo stesso segnale con polarità positiva è poi inviato anche ad un altro multivibratore attraverso un

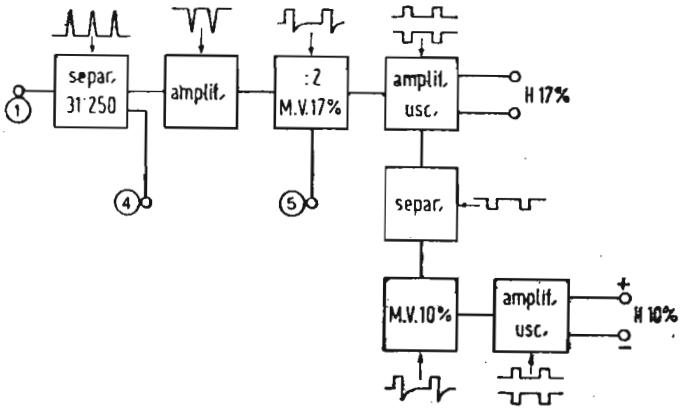


Fig. 21. — Schema di principio di un generatore di segnali sincronizzanti di riga a frequenza 15625 Hz.

separatore per ottenere il segnale egualizzatore. Esso può essere prelevato con doppia polarità all'uscita di un normale amplificatore catodico.

Anche in questa sezione vengono derivate tensioni dalle uscite ausiliarie che saranno utilizzate nelle successive sezioni.

GENERAZIONE DEL SEGNALE SUPERSINCRONIZZANTE

La terza sezione è assai più complessa e si perviene al segnale definitivo dopo un notevole numero di manipolazioni.

Innanzitutto i due segnali blanking verticale ed orizzontale, prelevati dalle uscite, rispettivamente della 1ª e 2ª sezione, vengono miscelati fra loro. Opportunamente tosati, costituiranno un particolare segnale di cancellazione con i segnali di riga al 17 per cento e quelli di quadro al 3 per cento. Esso, è tosato e miscelato in un dosatore a due ingressi con segnale composto, ottenuto nel modo che vedremo in seguito. Si tratta ora di formare lo speciale segnale per il sincronismo verticale, costituito dagli impulsi equalizzatori e da quelli serrati (sincro di quadro lungo intagliato).

A questo scopo si utilizza l'uscita del separatore e si ritardano i segnali a frequenza 31.250 Hz di circa 1,2 μs per mezzo di una linea di ritardo formata con elementi ad *L* e *C*. Il ritardo è

quello che nel segnale di sincronismo costituirà poi la durata dell'intervallo di soppressione anteriore. La tensione che esce dalla linea di ritardo va ad eccitare tre distinti multivibratori di uguale frequenza ma con diversa durata di segnale.

Dopo opportune miscelature e dosazioni si perviene al segnale « supersincro » utile.

La perfetta messa a punto del complesso generatore di sincronismi sopra accennato, in sede d'installazione e durante l'esercizio richiede particolari attenzioni: essa è facilitata dall'esame oscilloscopico delle varie forme d'onda nei singoli circuiti formatori.

FORMAZIONE DEI SEGNALI VARI

Il generatore d'impulsi deve anche permettere la formazione del segnale di piedestallo con polarità positiva che si ottiene inviando ad un miscelatore il segnale verticale e quello orizzontale. Il segnale che esce dal dosatore, opportunamente invertito di polarità e tosato in apposito stadio, può essere poi mandato ai circuiti di utilizzazione attraverso un normale amplificatore, per la reinserzione controllata, nel segnale video composto.

Il secondo tipo di generatore permette anzitutto di funzionare in tre condizioni diverse:

1) con cristallo pilota (è noto che lo standard europeo stabilisce che gli impianti televisivi siano indipendenti dalla rete di alimentazione;

2) agganciato alla rete di alimentazione con controllo automatico;

3) pilotato da segnale di sincronismo lontano.

Il generatore di sincronismo è composto di due unità separate: il generatore di impulsi ritmici (timer) e il generatore dei vari segnali.

Il generatore nelle condizioni di funzionamento comandato dalla rete, comprende un oscillatore a 31.250 Hz, due catene di divisione (per 625 volte) che permettono di ottenere i 50 Hz dalla frequenza di riga.

In queste catene sono usate successioni di multivibratori binari (binary counter) ad alta stabilità montati in cascata con circuiti a reazione negativa che permettono di ottenere divisioni anche per numeri dispari.

In altre successioni di circuiti comandati sempre da impulsi a diverse frequenze (ottenuti con altre catene di divisione) che interdicono alcune valvole, si ottengono poi i gruppi di se-

gnali equalizzatori e infine lo stesso segnale supersincro.

Non riteniamo opportuno dare altri dettagli, salvo accennare solamente che il « contatore binario » è parte fondamentale di questo generatore e non è altro che un multivibratore bistabile, sensibilissimo, fino a impulsi succedentesi con intervallo di 4 μs e della durata di 0,2 μs. Il multivibratore binario è essenzialmente un divisore per due, perchè essendo appunto bistabile richiede due impulsi per completare il suo ciclo di funzionamento. Esso può funzionare per un campo di frequenza a 0 ÷ 200 Hz. Lezione XX - Dispensa XI.

LA TRASMISSIONE TELEVISIVA DEI FILMS

In televisione è molto frequente la trasmissione di spettacoli registrati su film girati appositamente, o provenienti dalla normale produzione cinematografica.

La trasmissione di film avviene mediante speciali analizzatori di vario tipo associati a proiettori cinematografici con trascinamento della pellicola a moto intermittente o continuo.

Il principio fondamentale della cinematografia è ormai noto a tutti: il film è fatto scorrere davanti alla sorgente luminosa con una successione di 24 fotogrammi al secondo. Durante il trascinamento che si ottiene per mezzo di un meccanismo a moto intermittente (costituito da un nottolino e una croce di malta) la sorgente è intercettata dall'otturatore, si fa anche una o due volte durante il periodo di immobilità, secondo il tipo di proiettore, onde ridurre il noto effetto di scintillamento. Il tempo richiesto per lo spostamento del fotogramma è variabile da 1/4 a 1/6 del ciclo di tempo riservato ad ogni immagine.

In un sistema di televisione con analisi interlacciata, ogni singolo fotogramma dovrebbe essere esplorato due volte; ricordando poi che in America la frequenza d'immagine è di 30 immagini al secondo, occorrerebbe portare a tale valore il numero dei fotogrammi, altrimenti la trasmissione di films non sarebbe possibile; si può però ovviare a questo inconveniente usando particolari accorgimenti. Con lo standard europeo invece il passaggio da 24 a 25 immagini non altera sensibilmente i movimenti e potrebbe ancora essere adoperato un comune proiettore, senza otturatore, ma con apposito sistema di trascinamento a scatto rapidissimo.

Per facilitare la trasmissione (e ciò è assolutamente indispensabile nello standard americano) è necessario un tubo da analizzatore ad accumulazione, cioè l'iconoscopio, sul quale si

proietta l'immagine per un rapido lampo durante i periodi di ritorno di quadro; con questo sistema per cambiare fotogramma si può sfruttare tutto il tempo di esplorazione, cioè all'incirca 1/60 di secondo ed usare le comuni croci di Malta con rapporto 1/4, purchè sincronizzate nel loro movimento.

Oltre a tale vantaggio, dai due fotogrammi completi del film si possono ottenere 5 quadri televisivi, illuminando un fotogramma tre volte ed il successivo due: ciò richiede però che il periodo di illuminazione sia brevissimo e sincrono col sistema di trascinamento e col complesso generatore dei sincrosegnali.. In questo modo avviene la proiezione televisiva a 30 immagini di normali film a 24 fotogrammi (standard americano).

Nella televisione a 25 immagini, oltre che con tubi ad accumulazione la ripresa può avvenire con molti altri sistemi che riassumeremo.

Le immagini anzichè su schermo (per riprodurle con normale camera televisiva sincronizzata, come si potrebbe pensare) sono proiettate direttamente sulla piastra fotosensibile del tubo da ripresa, situato all'interno della filmcamera.

TRASMISSIONE DI FILMS CON ICONOSCOPIO

Numerosi sono i sistemi studiati dalle varie case costruttrici per proiettare l'immagine sull'iconoscopio solo durante i periodi di cancellazione (ritorno inattivo) e per ottenere un movimento sincrono della pellicola, ma il risultato è praticamente lo stesso. Ci si può valere, ad esempio, di un comune otturatore, nel quale le due finestre abbiano un angolo di apertura di circa 10°, azionato dallo stesso motore sincrono a 1500 giri che comanda il trascinamento della pellicola.

L'esatta messa in fase per illuminare il fotogramma durante ogni intervallo d'immobilità, si ottiene ruotando lo statore del motore intorno al suo asse, mediante opportuni comandi.

Ogni singolo fotogramma dovrebbe essere esplorato due volte; ciò corrisponde a dire che il trascinamento della pellicola dovrebbe essere fatto con un numero di fotogrammi al secondo pari alla frequenza di quadro ed il tempo richiesto per lo spostamento non dovrebbe superare quello di cancellazione verticale, cioè 1400 μs, tempo veramente breve, se si pensa che nella cinematografia comune sono richiesti circa 10.000 μs.

Impianti più perfezionati usano invece altri sistemi. Descriviamo brevemente quello Generale Electric a « syncrolite » che permette il funzionamento sia sullo standard americano che in quello europeo e utilizza una telecamera con iconoscopio.

Il proiettore comprende un normale proiettore al quale è stato tolto l'otturatore ed al posto della lanterna è stata applicata un'apparecchiatura chiamata « synchrolite ». Essa consiste in uno speciale lampeggiatore sincronizzato da impulsi a 50 periodi (prelevati dal generatore dei sincronismi di quadro) che, durante la cancellazione, illumina ogni fotogramma con lampi

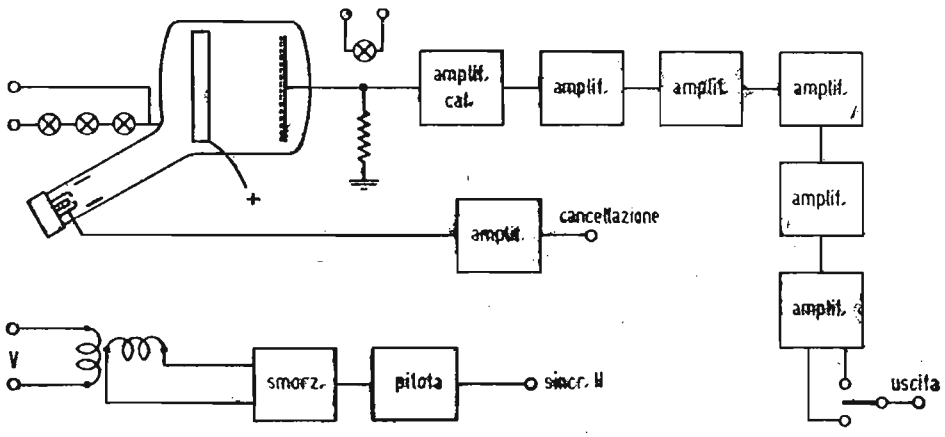


Fig. 22. — Schema di principio di un complesso analizzatore per trasmissione TV di film cinematografici utilizzante l'iconoscopio.

di luce intensissima, dell'ordine di 10-12 milioni di lumen, per due istanti della durata di circa 1/1000 di sec.

Gli impulsi di cancellazione eccitano un oscillatore bloccato, la cui uscita pilota a sua volta un tubo di potenza che eroga impulsi oscillanti di brevissima durata e di valore massimo di circa 15000 V. A loro volta questi ionizzano il gas di un tubo lampeggiatore, al quale è applicata una tensione continua di valore inferiore e permettono l'innesco dell'arco. Un thyratron sincronizzzato dagli stessi impulsi in serie alla corrente del lampeggiatore smorza l'arco dopo la prima semionda a 15000 V.

Con questo sistema possono comunemente essere trasmessi i normali films del commercio in bianco e nero, ma perchè la riuscita sia migliore sono consigliabili films aventi stampa più morbida e meno contrastata.

Nella filmcamera sono installati il preamplificatore video a 6 stadi (dal quale il segnale può essere prelevato sul catodo o sulla placca dell'ultimo tubo per avere un'immagine sempre positiva anche se si proietta un negativo) il complesso di deviazione e l'amplificatore tosatore del segnale di cancellazione applicato alla griglia dell'iconoscopio (fig. 22).

Davanti e dietro l'iconoscopio si trovano rispettivamente

una e tre lampadine accese con corrente continua, quella anteriore (black-lite) ha l'accensione regolabile dal posto di controllo e dà un'illuminazione uniforme, mentre quelle dietro illuminano i bordi del mosaico e sono regolate in sede di taratura. Esse debbono evitare ai margini dell'immagine le ombre dovute all'emissione secondaria del fotomosaico.

I segnali che escono dalla filmcamera sono poi inviati all'amplificatore video (uguale a quello in servizio per le camere) che si trova su un apposito telaio insieme agli amplificatori per la deviazione verticale e orizzontale ed agli alimentatori. La regolazione dei vari parametri elettrici avviene su di un tavolo con monitore simile a quelli per il controllo delle camere descritti precedentemente. Un'opportuna apparecchiatura consente di correggere continuamente le ombreggiature introdotte dai segnali spurii, caratteristica propria dell'iconoscopio e in parte ridotte dalle lampade ausiliarie già citate.

La correzione si ottiene sommando alle correnti video appositi segnali a frequenza di riga o di quadro, con forma parabolica o a denti di sega che introducono una componente continua con ampiezza a forma regolabile. Tali correnti si ottengono con semplici catene di stadi e la loro inserzione è fatta dal tecnico addetto al monitore. Egli, osservando l'oscillografo a doppia traccia per il controllo elettrico dell'immagine, inserisce opportunamente i segnali con l'una o l'altra polarità.

In un impianto televisivo oltre al proiettore cinematografico descritto si usa pure un proiettore fisso per la proiezione di fotografie o diapositive. Le immagini dei proiettori cinematografici o del proiettore fisso vengono inviate di solito ad un'unica filmcamera per mezzo di uno specchio o prisma girevole per la commutazione dei vari proiettori.

Non occorre nessuna modifica per la riproduzione della colonna sonora che viene direttamente immessa nella sezione « audio » dell'impianto trasmittente.

TRASMISSIONE DI FILMS CON TELECAMERA « FLYNG SPOT »

Un sistema ancora migliore per trasmissione di films è quello col sistema « flying spot » che si ottiene sostituendo alla sorgente luminosa fissa o pulsante del proiettore, un tubo a raggi catodici ad alta intensità luminosa, il cui pennello elettronico viene deviato orizzontalmente e verticalmente dagli stessi segnali di sincronismo. Lo schermo fluorescente deve avere una mini-

ma persistenza luminosa dell'ordine di pochi microsecondi. Il fotogramma è illuminato riga per riga con luce costante ed il raggio luminoso, dopo averlo attraversato, va a colpire una fotocellula con associato moltiplicatore elettronico (fig. 23). Gli im-

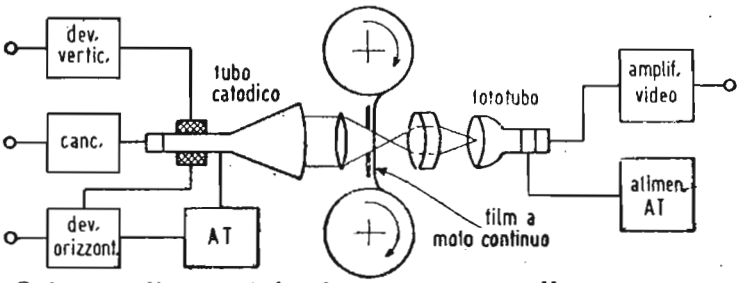
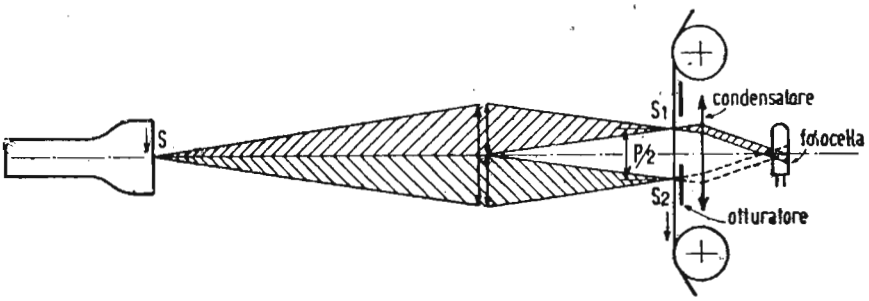


Fig. 23. — Schema di principio del sistema analizzatore per trasmissione di film, cosidetto « fliyng spot » (sostituire « film a moto intermittente » alla dicitura (« film a moto continuo »).

pulsi elettrici da esso ricavati sono successivamente inviati ad un preamplificatore video.

I proiettori cinematografici per « flying spot » possono essere di due tipi: a trascinamento intermittente, o a trascinamento continuo del film.

Nel primo caso il fotogramma è interposto tra la fotocella e l'obbiettivo concentratore dei raggi del « flyig spot »; però oc-



Gig. 24. — Principio funzionale dell'analizzatore « flying spot » per film a svolgimento continuo.

corre che il dispositivo a croce di malta sia modificato, per aumentare la velocità di trascinamento e il tempo di riposo del fotogramma.

Nel secondo caso (movimento continuo) occorre sdoppiare l'immagine luminosa del « flying spot » in due semi-immagini sovrapposte, per mezzo di uno speciale doppio prisma. Le due semi-immagini illuminano il fotogramma in movimento e vanno a colpire due fotocellule che trasformano il segnale luminoso in segnale elettrico. Uno speciale dispositivo elettronico (doppio segna-

le di cancellazione a 25 periodi al sec.), interdice alternativamente l'una o l'altra cellula, cosicchè il segnale risultante è quello di un sistema televisivo interlacciato. Questo sistema è stato applicato, per esempio, negli impianti costruiti dalla ditta tedesca Fernseh. Un altro sistema di « flying spot » a scorrimento continuo del film, ma nel quale è usata una sola fotocellula è stato realizzato dalla ditta francese Radio Industrie. In questo, l'interdizione alternativa dei due raggi sdoppiati è ottenuta facendo ruotare fra obbiettivo e fotocellula un otturatore speciale, sincrono, con finestrelle di apertura pari a mezzo fotogramma (in altezza) (fig. 24).

Negli impianti di telecinema a « flying spot » è assolutamente indispensabile provvedere alla correzione del « gamma fotografico del film (Lezione XI - Disp. VII) perchè nell'analisi del fotogramma e successiva catena di trasmissione i contrasti vengono accentuati con schiacciamento dei bianchi e dei neri. Occorre allora un amplificatore o un dispositivo che compensi questo andamento irregolare.

Si sono realizzati amplificatori che, indipendentemente dalla frequenza, hanno un guadagno non lineare ma con andamento esponenziale o parabolico, in funzione dell'intensità del segnale entrante in modo che all'uscita del complesso si abbia così di nuovo un gamma lineare, corrispondente alle varie tonalità del fotogramma analizzato (fig. 14).

LEZIONE XXXIV

GENERALITA'

La televisione, giudicata dal punto di vista di un comune spettatore che osserva lo schermo dal suo apparecchio ricevente, potrebbe essere paragonata ad uno spettacolo cinematografico proiettato su piccolissimo schermo.

Si può tuttavia asserire che la televisione costituisce una nuova forma di spettacolo destinata a entrare in tutte le famiglie, con le sue rubriche speciali, educative, con le trasmissioni di attualità sportive o politiche e, soprattutto, con nuove forme di telecommedie o teleriviste, di breve durata, non superiore ai 50-60 minuti e realizzate con concetti diversi da quelli usati in cinematografia o nel teatro.

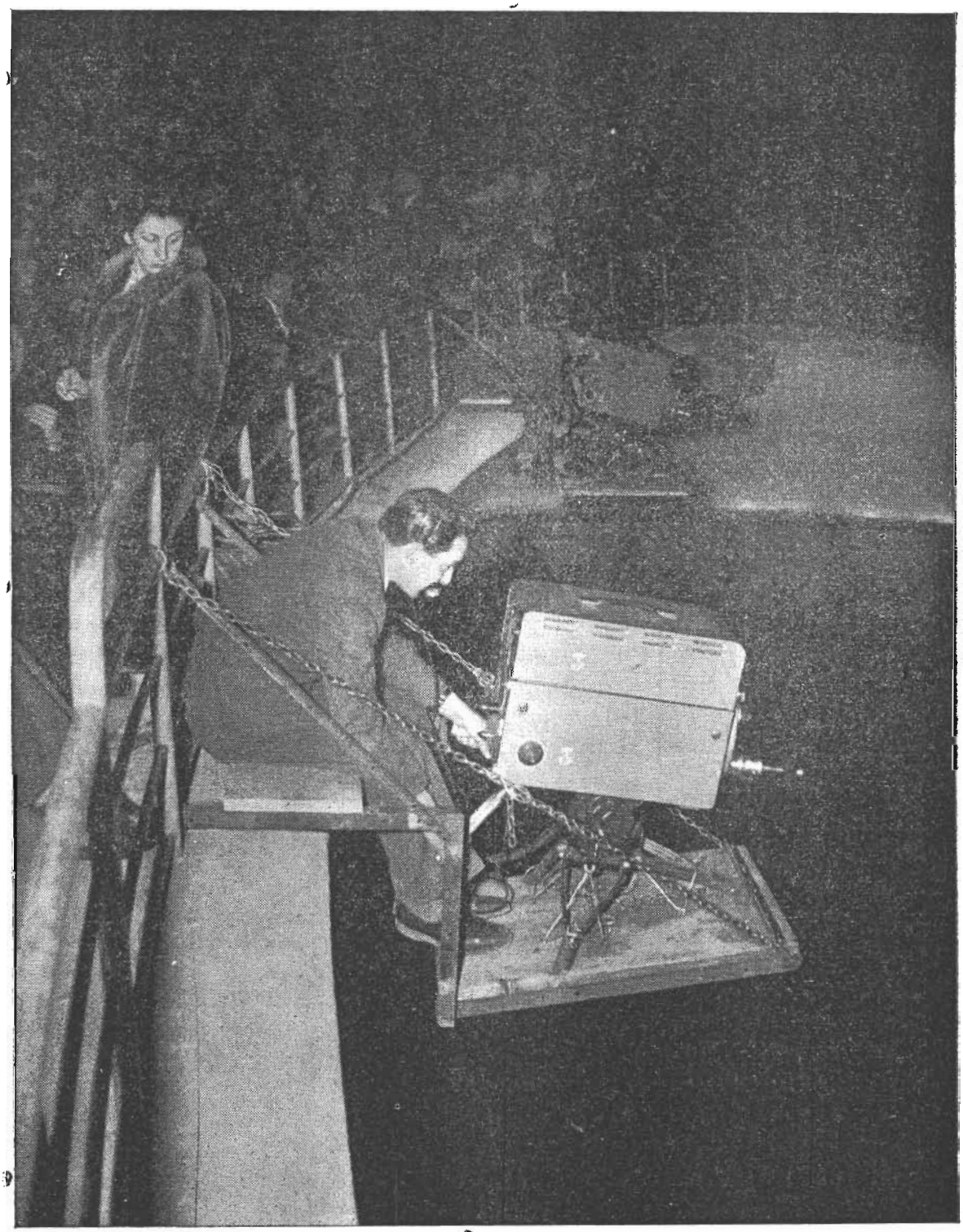
Infatti, le stesse esigenze tecniche e artistiche di una ripresa televisiva portano a una netta differenziazione di queste nuovt forme di spettacoli.

CENNI SULLE RIPRESE CINEMATOGRAFICHE

E' noto che nelle produzioni cinematografiche si parte da un soggetto schematico nelle sue principali azioni che viene poi elaborato dai produttori e registi i quali, nella prima fase di produzione lo suddividono in gruppi di scene aventi lo stesso ambiente. .

Successivamente si realizzano, separatamente, questi singoli gruppi, senza alcun nesso logico ma cercando di sfruttare i vari spezzati di scena, girando ciascuna di esse una o più volte e ripetendole con diverse inquadrature, fino ad ottenere i vari effetti scenici e fotografici voluti dal regista.

Per questo procedimento si gira spesso in « play back » cioè, prima si registra una colonna sonora totale della scena, poi ri-



Come vengono installate le telecamere sulla balconata di un teatro per la ripresa di uno spettacolo pubblico (Teatro Alfieri - Torino).

producendola con altoparlanti installati nello stesso studio, si obbligano gli artisti a ripetere l'azione ed i movimenti, sincronizzandoli sulle battute del loro primo dialogo e intanto si riprendono le azioni secondo le diverse inquadrature.

Questo procedimento permetterà poi una migliore utilizzazione delle varie migliaia di metri girati in tutta la prima fase (ripresa) per ricavarne il film definitivo, nella seconda fase che è quella denominata « montaggio ».

In questa fase, le varie inquadrature, viste già sul tavolo di montaggio o « moviola » dopo lo sviluppo vengono inserite con l'ordine e secondo il criterio voluto dal regista e dai suoi collaboratori.

Ultimato il montaggio, avviene poi la « sincronizzazione » del sonoro con l'azione, utilizzando la prima colonna sonora, oppure effettuando il « doppiaggio ».

Sul doppiaggio gli artisti incidono una nuova colonna sonora, pronunciando le battute in sincronismo con l'azione già montata e che essi osservano stando in una comune sala di proiezione. Il doppiaggio è indispensabile per i films girati con attori di altre nazionalità.

La produzione di un film è quindi assai lunga, macchinosa e costosa. Infatti i registi, non potendo vedere subito come riescono le riprese fotografiche delle singole scene, sono costretti a far girare migliaia di metri di pellicola, per essere sicuri di avere tutto il materiale a disposizione.

Nel montaggio di un film, come è noto, l'azione non rispetta i famosi canoni teatrali dell'unità di tempo, luogo e azione, ma è possibile girare addirittura una parte di esso negli studi, ed un'altra parte, i cosiddetti « esterni », nelle più lontane regioni della terra.

CENNI SULLE ESECUZIONI TEATRALI

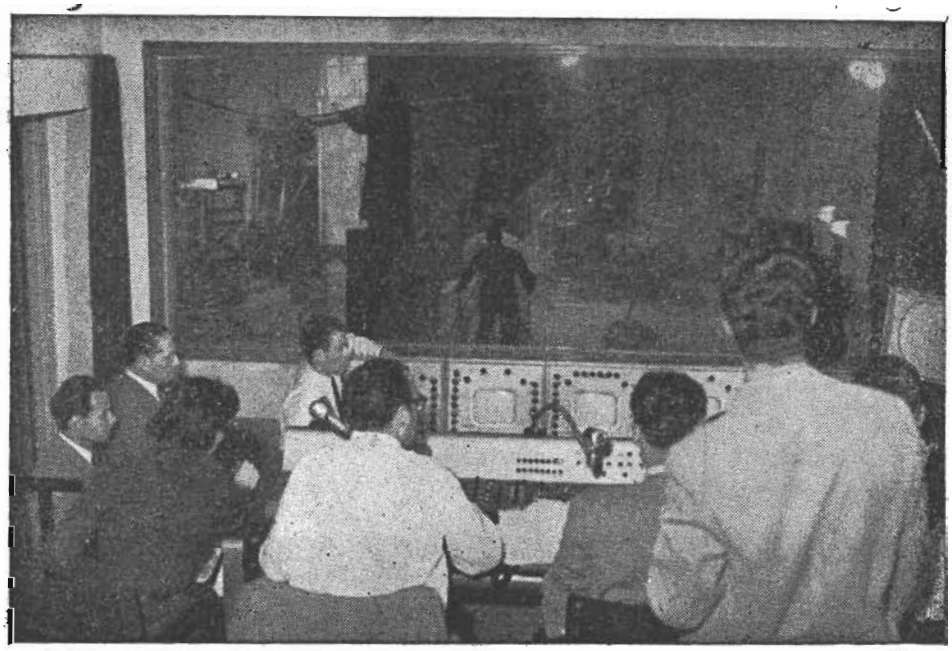
Gli spettacoli teatrali, dovendo essere eseguiti in ristretti palcoscenici, in genere tendono ad avere pochissime scene (senza con questo scendere all'obbligo del rispetto assoluto dell'unità di tempo, luogo e azione), onde diminuire il disagio del loro cambio fra un atto e l'altro.

L'azione poi deve esser esvolta con altri concetti, perchè gli attori si devono preparare prima riuniti attorno a un tavolo per studiarne il copione e fare le eventuali, inevitabili modifiche.

Nelle prove in palcoscenico e durante i normali spettacoli, si valgono poi del suggeritore che con un cenno o una parola

suggerita a fior di labbra, aiuta l'attore che per un istante sia rimasto incerto.

La presenza del suggeritore in fondo alla buca, verso il proscenio, la necessità di falsare i toni per rendersi comprensibili anche agli spettatori lontani e la preoccupazione di parlare rivolti quasi sempre al pubblico, fa sì che l'interpretazione degli attori, acquisti quel particolare tono detto appunto « teatrale ».



Cabina di regìa e controllo di uno studio di trasmissione TV della R.A.I. a Torino.

IL RADIODRAMMA

Nella radiofonia si era già affermato il cosiddetto « radiodramma », cioè il lavoro scritto o adattato per la radio.

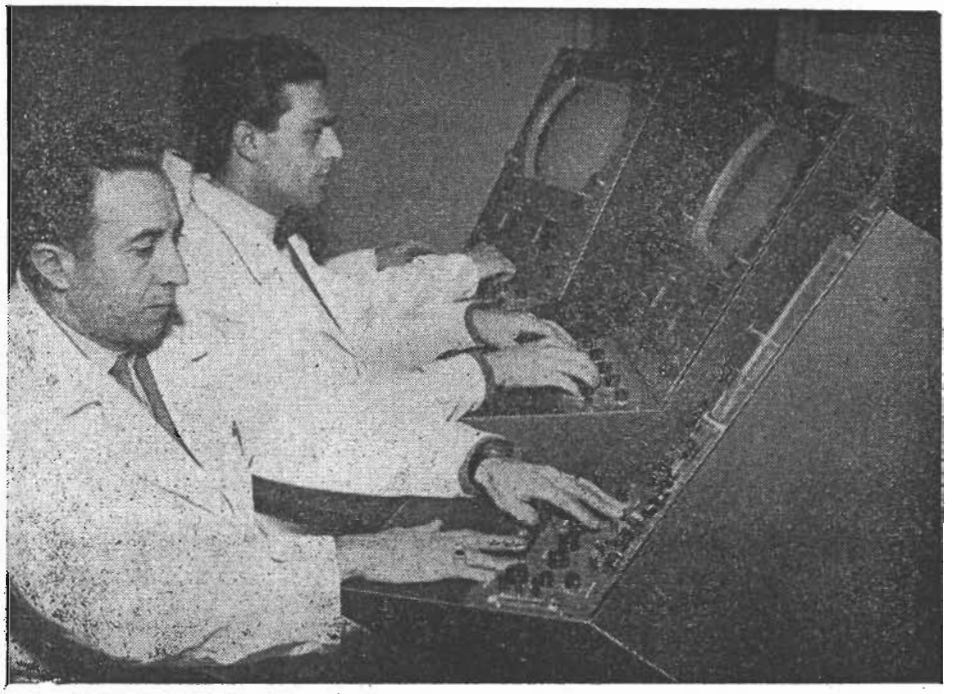
Infatti, l'ascoltatore posto nelle condizioni di dover seguire l'azione come un cieco, deve potersi creare i vari stati d'animo, corrispondenti allo svolgimento del lavoro, semplicemente ascoltando la dizione ed i rumori d'ambiente creati apposta per far indovinare e sentire il luogo dove avviene l'azione. Nasce così la necessità del particolare « commento sonoro » che è indispensabile in ogni trasmissione di prosa.

LO SPETTACOLO TELEVISIVO

Nella televisione attuale si è constatato che questa nuova forma di spettacolo si vale dell'esperienza cinematografica, di

quella teatrale e di quella radiofonica, ma deve avere una sua particolare forma per soddisfare a particolari esigenze.

Infatti, lo schermo dei televisori è piccolo e per di più la definizione è scarsa a causa della suddivisione dell'immagine in un certo numero di righe. Ciò ha portato a far preferire inquadrature con primissimi e primi piani, facendo diminuire l'utilizzazione di visioni d'insieme o panoramiche, senza tuttavia eli-



Operatori al controllo delle singole camere, negli studi R.A.I. a Torino.

minarle completamente.

La possibilità di riprendere uno spettacolo da uno studio abbastanza vasto, permette di montare i singoli spezzati di scena, di modo che l'azione si svolga con una continuità più naturale di quella teatrale, ma sempre più limitata di quella cinematografica.

L'esperienza ha poi dimostrato che la visione di lavoro molto lunghi stanca fortemente l'occhio, obbligandolo a concentrare la sua attenzione sul piccolo schermo del televisore. Di conseguenza si usa limitare la durata degli spettacoli televisivi a 40-60 minuti, assai meno cioè dei normali spettacoli cinematografici.

Fiorirà così la produzione di atti unici e spettacoli di varietà molto brevi. Infine, poichè la televisione è osservata da ogni categoria di persone, compresi i bambini, i quali più di tut-

ti gli altri ne rimangono influenzati, si dovrà fare attenzione che i suoi spettacoli siano morali ed educativi.

Nelle riprese esterne, invece, la televisione si differenzierà dalla radiocronaca radiofonica, in quanto in quest'ultima il cronista doveva preparare l'atmosfera della trasmissione, illustrando all'ascoltatore l'ambiente, mentre invece nella telecronaca il cronista dovrà limitarsi ad un sobrio commento di quanto viene mostrato allo spettatore seduto davanti allo schermo televisivo.

Banco di regia (R.A.I. - Torino) coi controlli « video » ed « audio ».

TECNICA DELLA RIPRESA TELEVISIVA

Esaminiamo ora in particolare come avvenga una ripresa televisiva, eseguita direttamente nello studio.

Innanzi tutto il produttore o regista studia assieme allo scenografo l'insieme delle scene che, montate nello studio permetteranno il graduale svolgimento dell'azione e nello stesso tempo lasceranno alle macchine speciali da presa (le telecamere) il campo d'azione necessario per ottenere le più svariate inquadrature.

Dopo questa prima fase il regista, in base all'azione, definirà la successione delle varie inquadrature che vuole ottenere e studia la « posizione » delle telecamere sulla pianta dello studio, ove già saranno state disegnate sceneggiatura e ingombro dei mobili.

In una normale ripresa televisiva si usano ordinariamente tre telecamere per avere la possibilità di riprendere ogni azione da punti di vista diversi.

Ultimato questo lavoro preparatorio, si inizia a provare con gli artisti, fissando e annotando con cura ogni più piccolo movimento, perchè è assolutamente indispensabile che le azioni vengano ripetute con una precisione scrupolosa.

Basterebbe infatti che gli artisti nell'esecuzione definitiva sbagliassero la loro posizione di poche decine di centimetri, per rovinare o alterare la riuscita dei particolari effetti fotografici di primi piani, faticosamente studiati e realizzati nelle prove.

Nelle ultime prove si iniziano infine le prime riprese con le telecamere e le prove delle luci. Nel teatro e negli studi cinematografici, infatti, le luci sono prestabilite e fisse; nelle riprese televisive, invece, è molto difficile realizzare una buona illuminazione in quanto, come si è detto, ci sono contemporaneamente tre telecamere in funzione da tre diversi punti di vista. Ciò richiede una specifica competenza e moltissime prove per realizzare buoni effetti.

L'affiatamento tra regista, artisti, tecnici alle luci e tecnici di ripresa deve perciò essere perfetto e lo si raggiunge solo dopo innumerevoli prove.

La definitiva ripresa televisiva (sia essa una prova generale o una trasmissione) avviene dunque in questo modo: tutto il personale dispone di un copione indicante per ogni battuta la posizione delle telecamere, l'inquadratura e gli obiettivi che si devono usare e il regista osserva già su uno schermo televisivo le immagini realizzate dalle singole telecamere e dà gli opportuni ordini ai tecnici di ripresa (« cameraman »).

Iniziata l'azione che egli segue in sala di regia, ascoltandone il sonoro da un comune altoparlante, fa mandare in trasmissione ora l'una, ora l'altra delle varie immagini generate dalle tre camere, o con stacco netto o con dissolvenze o con sovrapposizioni, effettuando così il montaggio diretto del lavoro ed ordinando eventuali « carrellate » o « panoramiche ». Su un altro schermo televisivo potrà osservare anche l'immagine definitiva ottenuta da questo montaggio e potrà rendersi conto del risultato finale.

Nel lavoro di montaggio il regista è praticamente collegato, mediante uno speciale impianto microtelefonico con un aiuto regista, che sta in sala col suggeritore (che deve solo fare cenni, poichè sarebbe assai criticabile e brutta una ripresa nella quale

Telecamere mobili durante una ripresa esterna. Si noti in cima alla scala il paraboloide del ponte radio di collegamento con la centrale TV cittadina.

si senta il suggeritore) con i « cameraman » e con tutto il personale interessato direttamente alla trasmissione.

Dopo due o tre prove complete, che sono vere e proprie esecuzioni, ha infine luogo la trasmissione.

L'ILLUMINAZIONE DELLE SCENE

Le trasmissioni di spettacoli televisivi in ripresa diretta, sono effettuate da « studi » specialmente attrezzati, molto simili agli « studi » cinematografici.

L'illuminazione delle scene viene effettuata mediante proiettori ad incandescenza e banchi (padelloni) di tubi fluorescenti alimentati con circuiti trifasi equilibrati onde rendere tra-

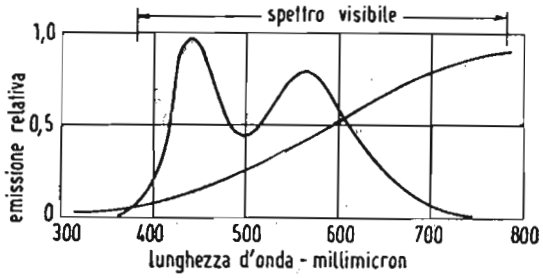


Fig. 25. — Diagrammi spettrali comparativi della luce emessa dal fosforo P_4 dello schermo di tubi catodici TV (curva sinuosa con due cuspidi) e della luce dei proiettori ad incandescenza degli « studi » da ripresa (curva flessa inclinata).

scurabile la pulsazione della corrente alternata a 50 periodi.

Data la differente emissione spettrale di questi due tipi di sorgenti luminose (fig. 25) la loro miscela porta ad una vantaggiosa compensazione reciproca entro la gamma dello spettro visibile, tenuto anche presente che l'« image orthicon » possiede una preminente sensibilità verso l'azzurro.

UNITA' FOTOMETRICHE

Poichè nelle nostre trattazioni ricorrono sovente citazioni di unità luminose, sarà opportuno fare un breve accenno alle unità fotometriche di uso corrente, per la misura di: flusso luminoso; intensità luminosa; illuminamento e brillanza.

a) L'unità di misura del flusso luminoso è il *lumen* (*lm*): 1 watt = 636 lumen.

Il lumen è il flusso luminoso emesso nell'angolo solido di 1 steradiante da una sorgente avente un'intesità luminosa di 1 candela in tutte le direzioni.

b) L'unità di misura d'intensità luminosa è la *candela* (*c*). E' riferita alla radiazione di un corpo nero in accordo con l'as-

sunto, che la brillanza del corpo nero è di 60 c/cm² al punto di fusione del platino.

L'intensità luminosa di una sorgente puntiforme di luce è il flusso luminoso per unità di angolo solido in steradianti emesso in una determinata direzione.

c) L'illuminamento è il flusso luminoso incidente per unità di area. .

L'unità di illuminamento è:

1 *footcandle* (*ftc*) = 1 lm per piede quadrato (sq. ft.) (Paesi anglosassoni)

1 *lux* = lm/m²

in altri Paesi europei

1 *phot* = 1 lm/cm²

d) La brillanza di un punto in un'area luminosa, in una determinata direzione, è il quoziente fra l'intensità luminosa in quella direzione e la superficie apparente.

L'unità di misura della brillanza è:

1 *footcandle apparente* = 1 lm per piede quadrato (sq. ft.) in campo bianco (in Gran Bretagna).

1 *Lambert* (*L*) = lm/cm² in campo bianco.

1 *foot-Lambert* (*ftL*) = 1 lm per piede quadrato (sq. ft.) (negli U.S.A.).

1 *stilb* (*sb*) = 1 c/cm² (negli altri Paesi europei).

Per le applicazioni correnti viene impiegato di preferenza l'*apostilb* (*asb*) ove 1 sb = π 10^4 asb.

In luogo dell'*apostilb* viene talvolta usato il termine « *lux su bianco* ».

Una superficie diffondente ideale, si dice tale quando la brillanza (derivata da luce incidente od emessa) di detta superficie è la stessa in qualsiasi direzione.

Si dice « bianca ideale » una superficie che riflette o trasmette il 100 per cento di tutte le lunghezza d'onda dello spettro visibile.

Quando una superficie « bianca ideale » e « diffondente ideale » è illuminata con 1 *footcandle* (*ftc*), la sua brillanza in tutte le direzioni è 1 *foot Lambert* (*ftL*).

Principali conversioni fra le unità fotometriche sopracitate:

1 footcandle (ftc) = 10,76 lux

1 lux = 0,09 footcandle (ftc)

1 foot Lambert (ftL) = 10,76 apostilb (abs) = 3,42 cand/m²

1 apostilb (asb) = 0,09 foot Lambert (ftL) = 0,32 cand/m²

Domande alle quali l'allievo deve rispondere

NORME. — Per ogni domanda, sono già indicate quattro risposte, (**a**, **b**, **c**, **d**) una delle quali è l'esatta. L'allievo dovrà segnare con un tratto a penna o matita una delle quattro lettere **a**, **b**, **c**, **d**, riportate nella colonna a fianco della domanda per indicare qual'è la risposta da lui ritenuta esatta.

ESEMPIO

(la risposta **d** è quella ritenuta esatta) a); b); c); ~~d)~~

DOMANDA	RISPOSTE (segnare quella che ritiene esatta)
1. Qual'è l'organo analizzatore nell'iconoscopio di Zworykin? **a)** un cilindro ruotante; **b)** un disco ruotante; **c)** un pennello elettronico opportunamente deflesso; **d)** un forellino praticato nella parete dell'involucro di una fotocella.	a); b); c); d)
2. La piastra sensibile dell'iconoscopio è costituita da materiale: **a)** fotoresistivo; **b)** fotoemissivo; **c)** fotochimico; **d)** inerte alla luce ma emittente elettroni secondari sotto bombardamento elettronico.	a); b); c); d)
3. Il regolare funzionamento dell'iconoscopio è turbato dal fenomeno di: **a)** emissione secondaria provocata dal bombardamento degli elettroni del pennello analizzatore; **b)** variazione della sensibilità con la temperatura; **c)** ionizzazione dei gas residui; **d)** alterazione delle qualità fisico-chimiche della superficie sensibile alla luce.	a); b); c); d)
4. La superficie della piastra fotosensibile dell'iconoscopio possiede una struttura: **a)** continua; **b)** granulata; **c)** rigata; **d)** quadrettata.	a); b); c); d)
5. Le dimensioni dei granuli d'argento cesiato componenti la superficie fotoemissiva dell'iconoscopio, come sono nei rispetti delle dimensioni dello « spot » analizzatore? **a)** sono più grandi; **b)** sono un poco più piccole e tali da essere contenute nell'area dello « spot » due o tre volte; **c)** sono molto più piccole e tali da comprendere decine di granuli nell'area dello «spot »; **d)** sono di dimensioni molecolari e tali da comprendere milioni di granuli nell'area dello « spot ».	a); b); c); d)

6. Qual'è lo scopo essenziale della struttura a condensatore (superficie fotosensibile — piastra di mica — piastra metallica posteriore) della piastra fotosensibile dell'iconoscopio?
a) isolamento fra di loro dei granuli fotosensibili; **b)** isolamento dei granuli della massa elettrica dell'apparecchio; **c)** schermatura elettrica della superficie fotosensibile ottenuta mediante collegamento ad un potenziale fisso della piastra metallica posteriore; **d)** effetto di accumulo elettrico, combinato con le proprietà fotoemissive dei granuli d'argento cesiato durante l'intervallo di 1/25 di secondo fra due immagini successivamente analizzate. **a); b); c); d)**

7. Come si verifica il fenomeno dell'emissione secondaria?
a) per illuminazione di una superficie fotoemittente; **b)** per bombardamento elettronico di una superficie di materiale fotoemissivo o comunque adatto; **c)** per bombardamento da ioni positivi; **d)** per bombardamento da ioni negativi. **a); b); c); d)**

8. Per quale ragione l'iconoscopio di Zworykin non è più usato attualmente nelle camere da presa TV?
a) per la sua scarsa sensibilità nei rispetti di altri tubi analizzatori da presa oggi conosciuti; **b)** per la sua conformazione e dimensioni poco pratiche; **c)** per il fatto che l'analisi della superficie fotosensibile avviene dalla stessa parte di provenienza della luce dell'immagine; **d)** per ragioni di costo. **a); b); c); d)**

9. La finezza d'analisi ottenibile con un tubo da presa « image orthicon » è limitata da:
a) dalla « granulatura » del fotocatodo colpito dalla luce; **b)** dalla « granulatura » del fotocatodo secondario (piastrina o target); **c)** dalle dimensioni dello « spot » analizzatore; **d)** dalla presenza dello schermo a fine rete metallica di fronte al «target» (piastrina). **a); b); c); d)**

10. Qual'è l'elemento di più critica e difficile costruzione nell'« image orthicon »?
a) il fotocatodo sul quale viene messa a fuoco l'immagine da trasmettere; **b)** il complesso « target-reticella schermo »; **c)** il moltiplicatore elettronico; **d)** il proiettore elettronico (« gun ») generante il pennello analizzatore. **a); b); c); d)**

11. Qual'è il tubo analizzatore da presa TV oggi più correntemente usato?
a) l'iconoscopio; **b)** il dissettore di Farnsworth; **c)** l'« image orthicon »; **d)** lo « staticon » o « vidicon ». **a); b); c); d)**

12. Qual'è il tubo analizzatore da presa TV basato sul principio della fotoresistività?
a) l'iconoscopio; **b)** il dissettore di Fornsworth; **c)** l'« image orthicon »; **d)** lo « staticon » o « vidicon ». **a); b); c); d)**

13. In uno « studio » di trasmissione TV equipaggiato con telecamere munite di « image orthicon » la luce che illumina le scene trasmesse è:
a) minore di quella generalmente usata per girare un film; **b)** all'incirca uguale a quella richiesta per girare un film; **c)** superiore a quella necessaria per un film; **d)** di speciale colorazione per le particolari caratteristiche dell'« image orthicon ». **a); b); c); d)**

14. Qual'è il sistema migliore e più efficiente per la trasmissione TV di film cinematografici?
a) quello utilizzante l'iconoscopio; **b)** quello utilizzante il dissettore di Farnsworth; **c)** quello utilizzante l'« image orthicon »; **d)** quello utilizzante il cosidetto « flying spot ». **a); b); c); d)**

15. Nel sistema « flying spot » per la trasmissione di film cinematografici; l'organo fotosensibile è:
a) una semplice fotocellula; **b)** un iconoscopio; **c)** un « orthicon »; **d)** uno « staticon » o « vidicon ». **a); b); c); d)**

16. Nel sistema « flying spot » per la trasmissione di film cinematografici l'organo analizzatore è:
a) un disco forato; **b)** un tubo catodico; **c)** un sistema di specchi; **d)** un pennello luminoso mobile. **a); b); c); d)**

17. La fotocelle usate generalmente in televisione negli analizzatori per film del tipo « flying spot », sono:
a) completate da un moltiplicatore elettronico; **b)** non posseggono alcun moltiplicatore elettronico; **c)** seguite immediatamente da un amplificatore video a pentodi per rinforzare il segnale proveniente direttamente dal fotocatodo; **d)** di tipo speciale da fornire direttamente un segnale video di alcuni volt d'ampiezza. **a); b); c); d)**

18. A cosa serve il « mirino » nelle telecamere?
a) per controllare il funzionamento del tubo da presa; **b)** per inquadrare e mettere a fuoco esattamente la scena trasmessa; **c)** per controllare l'illuminazione della scena; **d)** per controllare la finezza d'analisi. **a); b); c); d)**

19. Lo scambio, la sostituzione o la eventuale sovrapposizione delle immagini provenienti dalle diverse telecamere in un « studio » televisivo è ottenuto mediante:
a) un sistema ottico; **b)** un sistema meccanico; **c)** un sistema fotografico; **d)** uno speciale circuito elettrico (mixer). **a); b); c); d)**

20. Qual'è il metalloide fotosensibile (opportunamente trattato) generalmente usato pei fotocatodi dei tubi analizzatori da presa?
a) sodio; **b)** potassio; **c)** cesio; **d)** rubidio. **a); b); c); d)**

Domande e risposte su argomenti trattati nelle lezioni XXXI, XXXII, XXXIII, XXXIV delle dispense 19 e 20.

DOMANDE

1. Qual'è la fondamentale prerogativa dell'iconoscopio, nei rispetti della sua sensibilità e nei confronti dei precedenti sistemi meccanici di analisi TV?

2. Il principio dell'accumulo elettrico è sfruttato solo nell'iconoscopio od anche in altri tubi analizzatori da presa TV?

3. Per quale ragione l'« image orthicon » è il tubo analizzatore da presa più sensibile oggi conosciuto?

4. Qual'è lo scopo della granulazione della superficie fotoemissiva dell'iconoscopio?

5. Perchè in una telecamera munita di iconoscopio non è possibile usare obiettivi con lunghezza focale inferiore a 90 ÷ 100 mm mentre con l'« image orthicon » si possono usare i comuni obiettivi cinematografici sino a 50 mm di lunghezza focale?

6. Un moltiplicatore elettronico a quattro stadi possiede un rapporto di emissione per ogni stadio di 6 a 1: quale sarà il suo guadagno totale?

7. Quali sono i fattori fondamentali che definiscono le caratteristiche di una scena da trasmettersi?

8. Quali sono i tipi di fotocelle oggi usate in pratica?

9. Quali sono i principali impieghi dei tre tipi di fotocelle della precedente domanda?

10. Quali sono le caratteristiche funzionali dei tre tipi di fotocelle della domanda n. 8?

11. Che cosa si deve intendere per « sensibilità » di un tubo a cella fotoelettrica?

12. La sensibilità fotoelettrica è in dipendenza del colore della luce incidente?

13. Qual'è il rapporto di sensibilità fra un « iconoscopio » ed un « image orthicon?

14. Qual'è il miglior sistema oggi conosciuto per la trasmissione di film cinematografici?

15. Vi sono particolari differenze nei sistemi di trasmissione TV di film cinematografici, con lo « standard » americano e con lo « standard » europeo (italiano)?

RISPOSTE

1. La prerogativa fondamentale dell'iconoscopio di Zworykin risiede nel principio dell'accumulo elettrico della piastra-mosaico fotosensibile. Tale proprietà non può però essere sfruttata che in misura ridotta a causa di effetti accessori derivanti dall'emissione secondaria del mosaico stesso sotto l'azione del bombardamento del pennello elettronico analizzatore.

2. Il principio dell'accumulo elettrico è applicato, sotto forma più o meno completa, anche in altri tubi da presa, quale ad esempio l'« image orthicon ». In quest'ultimo tubo, la carica elettrica dei singoli elementi d'analisi della superficie fotosensibile non può raggiungere, durante il tempo di 1/25 di secondo, che un valore limitato dalla resistività superficiale dello strato di materiale fotosensibile.

3. Tre sono i principali motivi che contribuiscono a conferire all'« image orthicon » una sensibilità eccezionale, superiore anche a quella dell'occhio umano. Anzitutto si avvale di un'immagine elettronica intensificata che colpisce la superficie fotosensibile; in secondo luogo non vi sono effetti dannosi provocati dall'emissione secondaria e ciò a causa dell'adozione di un pennello, analizzatore ad elettroni lenti; in terzo luogo si avvale di un moltiplicatore elettronico ad emissione secondaria sistemato entro il tubo stesso, per preamplificare il segnale video.

4. Lo scopo della granulazione finissima della piastra fotosensibile dell'iconoscopio è fondamentalmente quello di isolare elettricamente fra di loro tante minuscole fotocelle-capacità aventi un capo (piastra metallica posteriore) in comune (parallelo).

5. Nell'iconoscopio la piastra-mosaico fotosensibile trovasi forzatamente ad una distanza non inferiore a 80 ÷ 90 mm della parte anteriore (verso la scena da trasmettersi) del bulbo di vetro che la contiene sotto vuoto spinto: ciò impedisce all'obiettivo, che riprende la scena, di avvicinarsi oltre tale distanza alla piastra-mosaico. Nell'« image orthicon » invece, essendo la superficie fotosensibile semitrasparente applicata internamente alla parete frontale del bulbo in vetro, rivolta verso la scena da trasmettersi, è possibile usare i comuni obiettivi da cinecamera da presa, con focali di 50 mm ed anche meno.

6. Nel primo stadio, per ogni elettrone incidente ne vengono emessi 6. Analogamente nel secondo stadio il flusso elettronico già sestuplicato dal primo stadio viene ulteriormente sestuplicato. Perciò il guadagno totale del moltiplicatore elettronico sarà dato da:

$$6^4 = 1296$$

7. Una scena da trasmettersi è caratterizzata dai seguenti fattori fondamentali:
a) distribuzione delle zone oscure e luminose; b) mobilità; c) distribuzione dei colori; d) prospettiva tridimensionale.

8. I tipi di fotocelle oggi in uso pratico sono:
1) il tubo fotoelettrico; 2) il tubo fotovoltaico; 3) il tubo fotoconduttivo.

9. Gli usi principali dei tre tipi di fotocelle oggi conosciuti, sono: **a)** televisione (fliyng spot): il tubo fotoelettrico; **b)** applicazioni industriali: il tubo fotoelettrico ed il tubo fotoconduttivo; **c)** fotometri, luxmetri: il tubo fotovoltaico.

10. Il tubo fotoelettrico è basato sul fatto che certi elementi o composti impiegati come catodo in un tubo a vuoto, emettono elettroni proporzionalmente all'intensità di un raggio di luce che li colpisce. Il tubo fotovoltaico sfrutta il fatto che una combinazione di elettrodi di varia natura a stretto contatto, genera fra due punti una certa forza elettromotrice, in relazione all'intensità di luce incidente. Il tubo fotoconduttivo è basato sul principio che la resistenza elettrica di certi elementi o composti, varia in proporzione all'intensità della luce che li colpisce.

11. La « sensibilità luminosa » di un tubo fotoelettrico è data dal rapporto fra la corrente catodica del tubo stesso in corrispondenza al flusso luminoso che lo colpisce. Tale « sensibilità » viene generalmente espressa in « microampere/lumen ».

12. La sensibilità fotoelettrica dipende dal colore della luce incidente. Per oggni tipo di tubo o cella fotoelettrica esiste un massimo di sensibilità in corrispondenza di una determinata regione dello spetto radiante, che può cadere anche fuori dello spettro luminoso visibile, cioè nell'infrarosso o nell'ultravioletto.

13. Il tubo analizzatore da presa del tipo « image orthicon » è da 5 a 6 volte più sensibile dell'iconoscopio di Zworykin. Ciò significa che una scena da trasmettersi richiede un'illuminazione circa 5 volte minore usando telecamere munite di « image orthicon ».

14. Il sistema più adottato per la trasmissione di film cinematografici è quello cosidetto « flying spot » nel quale il fotogramma da trasmettersi viene illuminato da uno « spot » mobile proveniente da un normale « raster » o reticolo TV prodotto sullo schermo di un tubo catodico intensivo; la conversione luce-corrente viene effettuata da una fotocella munita di moltiplicatore elettronico.

15. Vi sono notevoli differenze funzionali negli analizzatori per film secondo gli « standards » americano ed europeo. Ciò è in relazione al fatto che mentre nel film vi sono 24 fotogrammi al secondo, nello « standard » TV americano vi sono 30 immagini al secondo e nello « standard » TV europeo vi sono 25 immagini/sec. Ciò spiega anche perchè alterando leggermente (da 24 a 25 fotogrammi/sec.) la velocità di svolgimento del film, la sua trasmissione ne è particolarmente facilitata con l'uso del sistema « flying spot »; sistema che è difficilmente adottabile in America ove si preferisce a causa delle caratteristiche di « accumulo » o « memoria elettrica » dell'iconoscopio (che facilita la conversione da 24 a 30 fotogrammi/sec.) l'uso di sistemi impieganti quest'ultimo tipo di tubo analizzatore.

Autorizzazione del Tribunale di Milano 16-1-61 - N. 5502 del Registro
Direttore responsabile ALFONSO GIOVENE - Proprietà della Editrice Il Rostro
Distribuzione in abbonamento postale - Gruppo II
Distribuzione STE - Milano

CORSO
TEORICO - PRATICO DI
TELEVISIONE

DISPENSA

N. 21

SOMMARIO

Chiave per le risposte alle domande della dispensa 20

LEZIONE XXXV:
La modulazione di frequenza — La modulazione di fase — Interferenze e disturbi — Rumore di fondo distribuito — Preenfasi — Trasmettitori a modulazione di frequenza — Modulatore con tubo a reattanza — Modulazione indiretta col sistema Armstrong — Il Phasitron — Modulazione di frequenza sistema « Serrasoid ».

LEZIONE XXXVI:
La ricezione delle emissioni a modulazione di frequenza — Amplificazione a RF e conversione di frequenza — Discriminatore di ampiezza — Discriminatore di fase — Rivelatore a rapporto — Rivelatore lineare di fase.

TUTTI I DIRITTI RISERVATI ALLA
EDITRICE IL ROSTRO - MILANO

TIPOGRAFIA EDIZIONI TECNICHE - MILANO - VIA BALDO DEGLI UBALDI, 6

Chiave per le risposte alle domande della dispensa 20ª (lezioni XXXI, XXXII, XXXIII e XXXIV)

1	c)	11	c)
2	b)	12	d)
3	a)	13	a)
4	b)	14	d)
5	c)	15	a)
6	d)	16	b)
7	b)	17	a)
8	a)	18	b)
9	d)	19	d)
10	b)	20	c)

LEZIONE XXXV

LA MODULAZIONE DI FREQUENZA

Si è visto dall'esame dei vari « standard » TV adottati nel mondo che il suono sincrono irradiato assieme all'informazione televisiva completa (video + sincro) può essere modulato *d'ampiezza o di frequenza.*

Negli « standard » inglese e francese è adottata la modula-

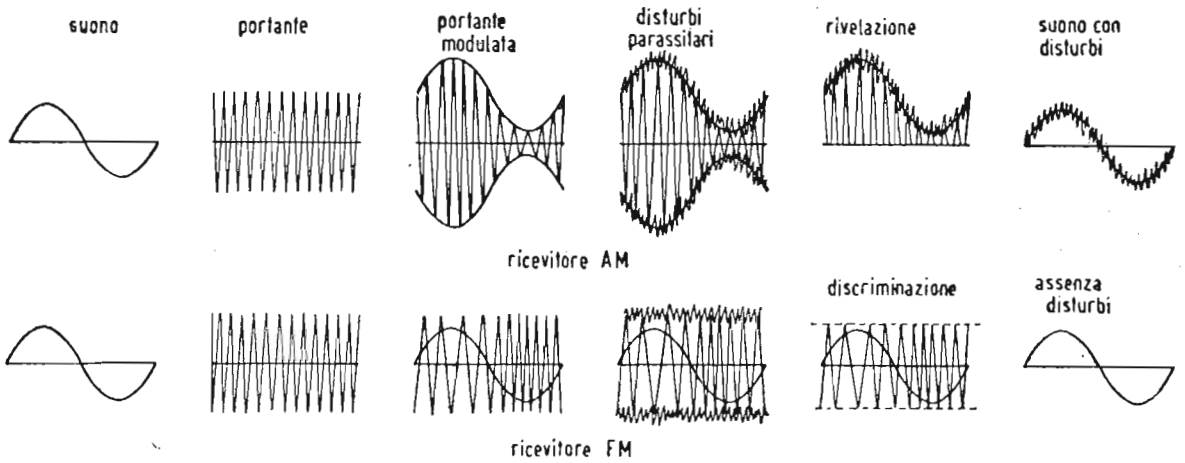


Illustrazione figurata dell'eliminazione dei disturbi in una ricezione MF nei confronti di una ricezione MA.
(leggere MA ed MF in luogo di AM ed FM)

zione d'ampiezza; negli « standard » americano ed europeo (italiano) è adottata la modulazione di frequenza.

Mentre la tecnica della modulazione d'ampiezza è ormai notissima in tutti i suo particolari, non così può dirsi della modulazione di frequenza, che solo in tempi recenti è stata impiegata per le trasmissioni radiofoniche ad alta qualità.

Infatti le principali caratteristiche che avvantaggiano la modulazione di frequenza (detta con sigla abbreviata MF) sono:

1) Pratica immunità dai disturbi parassitari (quindi assenza di crepitio e rumore di fondo) provenienti dall'esterno.
2) Altissima fedeltà della riproduzione sonora (gamma di frequenze acustiche da 10 Hertz a 15.000 Hertz).
3) Vasta dinamica dei volumi sonori (50 decibel di variazione di intensità contro i 30 dB della modulazione d'ampiezza.

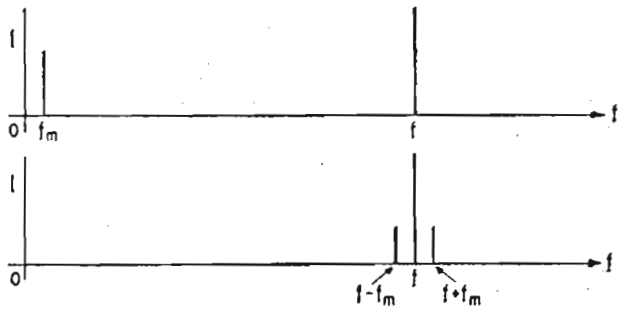


Fig. 1. — Frequenze laterali di un'onda modulata in ampiezza.

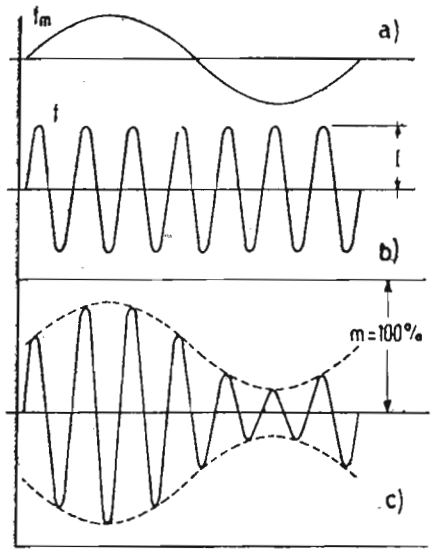


Fig. 2. — Onda modulata in ampiezza.

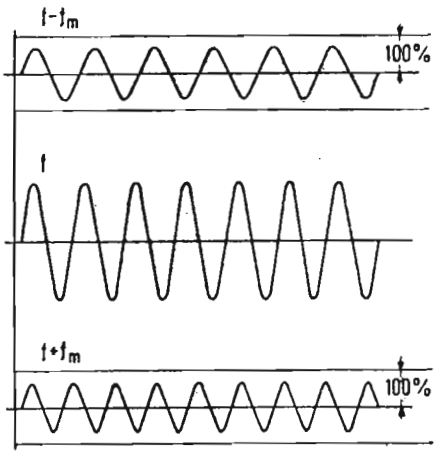


Fig. 3. — Frequenze laterali di un'onda modulata in ampiezza.

Per potersi rendere esatto conto del meccanismo della MF, sarà opportuno richiamare i principi fondamentali della modulazione d'ampiezza.

Una certa corrente sinusoidale è caratterizzata dai suoi tre elementi: valore massimo I, frequenza f (oppure pulsazioni $\omega = 2\pi f$) e angolo di fase φ. Essa può indicarsi come l'espressione generica:

$$i = I \cos (\varphi t + \varphi)$$

Si dice che una corrente è modulata da un'altra di frequenza (fm o pulsazione $a = 2\pi fm$), quando uno dei suoi tre valori caratteristici subisce variazioni in funzione di questa seconda grandezza; la corrente modulata si chiama anche « portante ».

A seconda che le variazioni siano applicate al valore massimo, alla frequenza o alla fase, si avrà rispettivamente modulazione d'ampiezza, di frequenza o di fase.

La forma di modulazione più nota fino ad oggi è quella di ampiezza, che si ottiene variando il valore massimo della portante in funzione della grandezza modulante. Essa potrà allora essere indicata con:

$$i = I\,(1 + m \cos at)\,(\omega t + \varphi)$$

dove il valore m ($\leqq 1$) è chiamato « percentuale di modulazione ».

Lo sviluppo analitico di questa espressione (trascurando la fase iniziale φ è data da:

$$i = I \cos \omega t + \frac{m}{2} I \cos (\omega + a)\, t + \frac{m}{2} I \cos (\omega - a)\, t$$

Si può quindi vedere che, modulando in ampiezza un'onda portante, si vengono a generare due nuove grandezze, rispettivamente uguali alla somma e alla differenza della sua frequenza con quella dell'onda modulatrice: esse sono chiamate « frequenze laterali ». L'ampiezza massima di queste nuove frequenze è uguale a metà di quella della portante, quando m sale al maggior valore possibile, cioè al 100% (fig. 1).

Modulando con la gamma di frequenze acustiche, anzichè avere due sole frequenze si ottengono due bande laterali: ne consegue la necessità di distanziare le vari stazioni trasmittenti, suddividendo la gamma delle onde assegnate alla radiofonia in tanti canali uguali ed equidistanti. Nella fig. 2 sono rappresentate graficamente un'onda portante modulata e le relative onde originarie (portante e modulante). In fig. 3 è rappresentata una onda modulata scomposta nella portante originaria e nelle frequenze laterali.

LA MODULAZIONE DI FREQUENZA

Consideriamo ora il caso della modulazione di frequenza. Le variazioni provocate dalla grandezza modulante fm sono applicate alla pulsazione della portante; si ha perciò:

$$\omega m = \omega (1 + k \cos at) \qquad [1]$$

In qualsiasi istante l'angolo corrispondente alla rotazione del vettore rappresentativo della grandezza stessa, sarà dato da:

$$\int_t^o \omega m \, dt = \omega t + \frac{a}{k\omega} \, sen \, at \qquad [2]$$

e quindi il valore istantaneo dell'onda modulata in frequenza si può indicare con:

$$i = I \cos (\omega t + \frac{k\omega}{a} \, sen \, at) = I \cos (\omega t + m \, sen \, at) \qquad [3]$$

dove è stato posto:

$$\frac{k\omega}{a} = m \qquad [4]$$

Questo rapporto, che può essere scritto:

$$m = \frac{\Delta f}{fm} \qquad [5]$$

indica la relazione esistente fra lo spostamento della frequenza portante, per effetto di quella modulante, ed è chiamato « indice di modulazione ».

Possiamo dire che lo spostamento della frequenza portante è proporzionale al valore istantaneo di quella modulante ed avviene a questa stessa frequenza.

Lo spostamento del valore nominale della frequenza (o « swing »), rispetto all'onda modulante potrebbe avere teoricamente lo stesso valore della portante, ma in tal caso avrebbe un'estensione doppia. Si fissa allora allo « swing » un limite massimo di ± 75 kHz, e questo valore è definito convenzionalmente il 100% di modulazione.

Se l'escursione della frequenza, dal valore della portante a quelli massimi sopracitati, avvenisse a frequenza infinitamente piccola, la banda occupata sarebbe esattamente ± 75 kHz; in realtà invece essa avviene alla frequenza fm ed allora si creano

fenomeni più complessi. Essi possono essere studiati analiticamente sviluppando l'espressione della corrente modulata in frequenza, secondo le funzioni di Bessel.

Dallo sviluppo si ottiene:

$$
\begin{aligned}
i = I \cos(\omega + m \operatorname{sen} \mathrm{at}) = I(\mathrm{m}) \cos \omega t \\
+ I_1(\mathrm{m}) \, [\cos(\omega + \mathrm{a}) - \cos(\omega - a)\, t] \\
- I_2(\mathrm{m}) \, [\cos(\omega + 2a)\, t + \cos(\omega - 2a) t] \\
\pm \ldots\ldots\ldots\ldots
\end{aligned}
$$

Dall'esame della nuova espressione si ricava che nella mo-

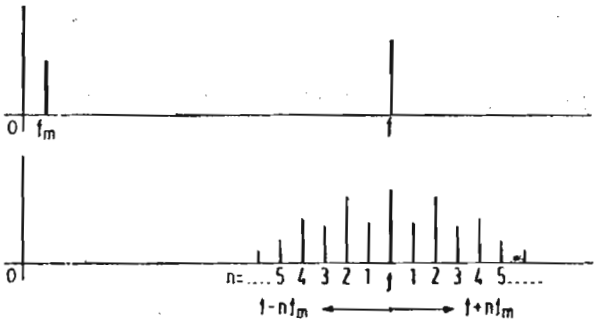


Fig. 4. — Frequenze laterali di un'onda modulata in frequenza.

dulazione di frequenza si ha un certo numero di frequenze laterali (bande nel caso che si moduli con una vasta gamma di frequenza), rispettivamente distanti dalla portante di $\pm f$, $\pm 2f$, $\pm 3f$, ... ecc. (fig. 4). Teoricamente il loro numero è infinito, ma praticamente quelle di ampiezza inferiore all'1% della portante sono trascurabili.

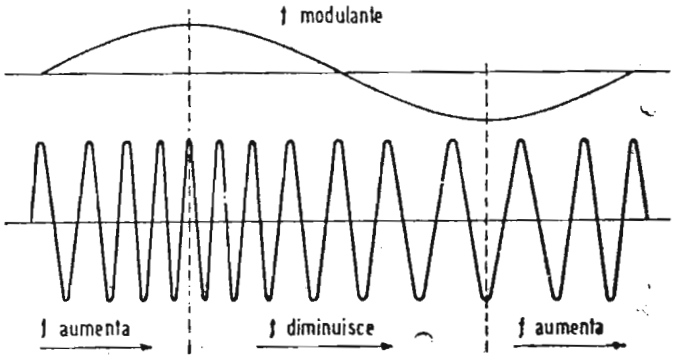


Fig. 5. — Onda modulata in frequenza.

I valori massimi delle frequenze laterali (I(m), I_2(m), I_3(m), ...) sono funzione dell'ordine della frequenza stessa e dell'indice di modulazione. (E' opportuno ricordare che talune di esse possono anche risultare in opposizione di fase). L'ampiezza della

portante varia anch'essa sotto modulazione e può risultare inferiore a quella di alcune frequenze laterali; comunque la potenza trasmessa rimane sempre costante.

Dall'esame delle curve o delle tabelle, che risultano dalle funzioni di Bessel, si può rilevare che per elevati indici di modulazione si ottengono frequenze laterali con valori superiori ai limiti ± 75 kHz fissati in precedenza. A tale scopo nella suddivisione della gamma assegnata alla MF si sono previsti canali con ampiezza di 200 kHz.

Il rapporto fra il valore limite della deviazione di frequenza e quello della massima frequenza acustica trasmessa è chiamato « rapporto di deviazione » e corrisponde al massimo indice di modulazione usato.

Per assicurare un'alta qualità alle trasmissioni radiofoniche, è stato stabilito che gli impianti MF debbano riprodurre l'intera gamma delle frequenze acustiche da 50 a 15.000 Hz. Il minimo indice di modulazione è quindi:

$$m = \frac{75.000}{15.000} = 5$$

Una rappresentazione grafica di un'onda modulata in frequenza è indicata in figura 5. Si può osservare che l'onda portante aumenta da f al valore $f + fm$ proporzionalmente al valore dell'onda modulante; nella seconda parte della prima semionda essa diminuisce ritornando al suo valore f.

Durante la seconda semionda negativa della b.f. si ha una riduzione della frequenza fino al valore $f - fm$ (che si ottiene in corrispondenza del valore $- I$) e di nuovo un aumento fino al valore f, che si ha in corrispondenza della fine del ciclo modulante.

E' da ricordare che, mentre nella MA non è possibile superare il 100% di modulazione, perchè si avrebbe notevole distorsione, nella MF la distorsione è costante e trascurabile.

LA MODULAZIONE DI FASE

Giunti a questo punto è opportuno accennare alla modulazione di fase, strettamente collegata con la modulazione di frequenza.

Un'onda è modulata di fase quando la frequenza e l'ampiezza rimangono costanti e la sua fase è fatta variare in anti-

cipo o in ritardo, rispetto a quella che si avrebbe in assenza di modulazione.

Lo spostamento della fase deve avvenire alla frequenza del segnale modulante e deve essere proporzionale alla sua ampiezza.

E' evidente che se per esempio in un certo tempo la fase è in ritardo e dopo qualche istante deve portarsi in anticipo occorre una variazione istantanea della frequenza.

La variazione sarà tanto maggiore, quanto maggiore era lo spostamento di fase e quanto minore è il tempo in cui lo spostamento deve avvenire, cioè quanto più elevata è la frequenza del segnale modulante.

Ne consegue che da una modulazione di fase si può passare con facilità ad una modulazione di frequenza o viceversa; ciò è utile, poichè spesso si ricorre alla modulazione di fase per ricavare la MF (sistema di modulazione indiretta).

INTERFERENZE E DISTURBI

E' stato detto che la MF presenta notevoli vantaggi sulla M.A. rispetto all'influenza dei disturbi. Esaminiamo ora questa importante proprietà.

Innanzi tutto sappiamo che nel circuito d'aereo di un apparecchio ricevente vengono indotte tensioni a r.f. proporzionali al segnale in arrivo e ai vari disturbi o interferenze.

Questi possono considerarsi costanti in tutte le gamme d'onda e modulati in ampiezza, fase o frequenza.

Consideriamo dapprima il caso delle interferenze nella modulazione d'ampiezza. Un segnale di una certa intensità e con frequenza diversa, nel processo di conversione e rivelazione, fa battimento con la portante e dà luogo ad una nuova frequenza che all'ascolto è caratterizzata da un fischio disturbatore.

Affinchè l'interferenza sia tollerabile, occorre che la sua ampiezza sia inferiore di almeno 40 dB, cioè il rapporto segnale-disturbo sia inferiore all'1%. L'intensità del disturbo è costante, qualunque sia lo scarto di frequenza fra la portante e il segnale interferente, per tutta la gamma acustica.

Nella MF invece l'influenza di un segnale interferente è minore. Consideriamo una portante f ed un segnale disturbante fd, di minore ampiezza e esaminiamo la somma vettoriale. A causa della minore ampiezza di fd, la risultante mantiene la frequenza f e sarà modulata:

a) in fase, da una frequenza $fm = f - fd$, con un $\Delta\theta$ funzione del rapporto delle ampiezze;

b) in ampiezza, da una frequenza $fm = - fd$ e con una m pure funzione del rapporto segnale/disturbo.

Questa seconda modulazione non è avvertita nei ricevitori MF perchè esistono speciali stadi limitatori, che annullano qualsiasi forma di MA; la prima produce invece una modulazione indiretta di frequenza, con massima deviazione:

$$\Delta f = \Delta \theta \, (f - fd) \qquad [6]$$

L'effetto dell'interferenza è quindi quello di una seconda modulazione con spostamento proporzionale allo scarto di frequenza; esso influisce in misura minore anche se la sua intensità è rilevante, perchè prevale la frequenza della portante.

RUMORE DI FONDO DISTRIBUITO

Si chiama « rumore di fondo distribuito » (random noise) l'insieme dei disturbi atmosferici e industriali presenti nella ricezione, unitamente al rumore dovuto al soffio dei tubi e alla agitazione termica degli elettroni. Questo insieme dà luogo a

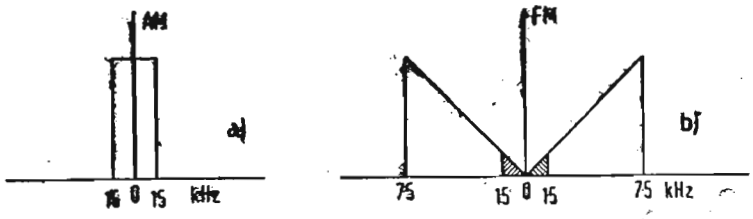


Fig. 6. — Rumore di fondo distribuito.

uno spettro continuo di frequenze che nel ricevitore costituisce il cosidetto rumore di fondo.

In mancanza di portanti, il rumore di fondo distribuito sarà maggiore nel ricevitore MF a causa della più larga banda passante.

Per i ricevitori ad MA esso può essere rappresentato in un sistema cartesiano avente come ascisse la frequenza e come ordinate l'intensità (fig. 6); poichè l'intensità del rumore di fondo è costante a tutte le frequenze si otterrà un diagramma rettangolare. Nei ricevitori MF invece, l'intensità è funzione dello scarto di frequenza e quindi si avrà un diagramma triangolare (fig. 6b).

Il rumore di fondo è naturalmente udibile solo nella gam-

ma 0 ÷ 15 kHz. Si può concludere che nella MF il rumore di fondo distribuito è notevolmente inferiore a quello che si ha nella MA e diminuisce coll'aumento dell'indice di modulazione.

Nella fig. 7 sono riportati i diagrammi dei vari rumori di fondo corrispondenti agli indici di modulazione 1 - 2 - 3 - 5; è

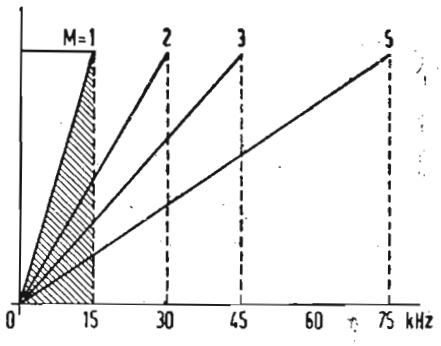


Fig. 7. — Rumore di fondo per vari indici di modulazione.

facile ricavare che anche con bassi valori di *m* si potrà già ottenere una buona riduzione del rumore di fondo rispetto alla modulazione d'ampiezza.

PRE-ENFASI

Dall'esame dello spettro acustico di molti programmi musicali e parlati si è riscontrato che la maggior parte dell'energia trasmessa è limitata alla gamma delle frequenze più basse, men-

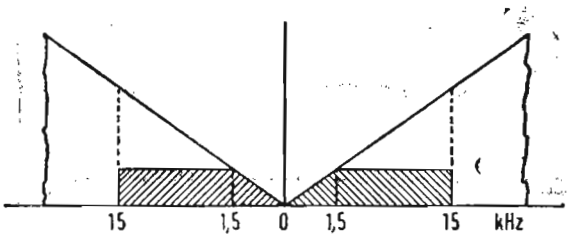


Fig. 8. — Riduzione del rumore di fondo con « pre-enfasi ».

tre invece l'orecchio è maggiormente disturbato dai rumori che superano i 1500 Hz.

Si è quindi stabilito di dare in trasmissione una forte accentuazione alle alte frequenze (pre-enfasi) in modo da aumentare il rapporto segnale-disturbo oltre i 1500 Hz e di ridurne l'ampiezza in ricezione (de-enfasi).

Con questo artificio il diagramma del rumore di fondo udibile in ricezione si riduce a quello indicato nella fig. 8.

Allo scopo di unificare i valori di pre-enfasi le Norme Americane prescrivono di applicare una tensione modulatrice, ac-

centuata secondo la curva d'ampiezza di un circuito *RL* in serie, con una costante di tempo di 75 μsec.

In televisione, invece, i trasmettitori audio che adottano lo standard europeo, hanno una deviazione massima di frequenza di ± 25 kHz e 75 μsec.

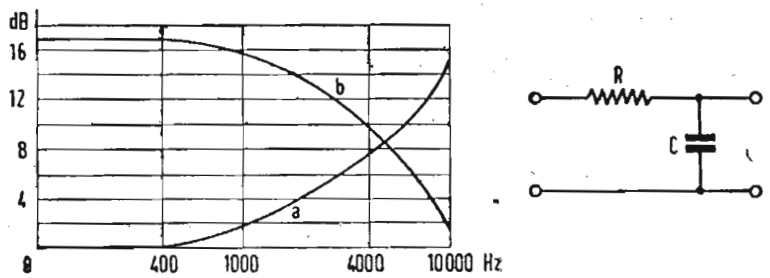


Fig. 9. — Curve di « pre-enfasi » e « de-enfasi ».

Nei ricevitori è quindi necessario ridurre il livello delle alte frequenze acustiche nella catena trasmissione-ricezione.

Tale riduzione chiamata de-enfasi, si ottiene semplicemente con un correttore di tono fisso, costruito con una resistenza in serie e un condensatore in parallelo (fig. 9).

TRASMETTITORI A MODULAZIONE DI FREQUENZA

Un radiotrasmettitore a MF differisce da uno a MA essenzialmente negli organi di modulazione. Eventuali stadi amplificatori di radiofrequenza modulata differiscono nel funzionamento in MA o MF solo per il regime di lavoro dei tubi elettronici impiegati.

La modulazione di frequenza è sempre conseguita su stadi a bassa potenza. Essa può ottenersi o direttamente, agendo sull'oscillatore o con sistemi indiretti, attraverso cioè una modulazione di fase.

Qualunque sia il sistema, la modulazione avviene sempre ad una frequenza minore di quella nominale del trasmettitore perciò dopo lo stadio modulato si deve ricorrere all'uso di uno o più moltiplicatori, che portano la corrente alla frequenza desiderata, prima di inviarla nello stadio finale.

La modulazione diretta si ottiene variando le caratteristiche del circuito oscillante, in modo da spostare la frequenza di lavoro con legge proporzionale al segnale modulante.

Il metodo classico di modulazione diretta è quello realizzato inserendo un microfono a condensatore in parallelo al circuito sintonizzato dell'oscillatore (fig. 10). Fino a che non arrivano

suoni, il microfono rappresenta un condensatore fisso C' e la frequenza di oscillazione è caratterizzata dal valore dell'induttanza L e dalla capacità risultante $C + C'$.

Quando invece il microfono è colpito da suoni la sua membrana è costretta a vibrare e di conseguenza la capacità C' va-

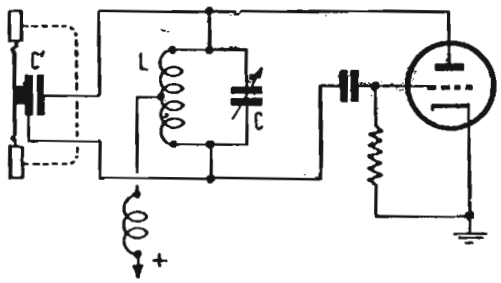


Fig. 10. — Modulazione di frequenza con microfono a condensatore.

rierà istantaneamente assumendo valori da $C' + \Delta C'$ e $C' - \Delta C'$.

Tali variazioni provocano lo spostamento della frequenza, che si ricava dalla

$$f = 2\pi \sqrt{L\,(C + C' \pm \Delta C')} \qquad [7]$$

Questo sistema produrrebbe deviazioni di frequenza molto limitate e quindi basso indice di modulazione; esso viene pertanto usato solo a scopo didattico.

MODULATORE CON TUBO A REATTANZA

Il più noto procedimento di modulazione diretta è quello ottenuto variando la frequenza di un oscillatore per mezzo di

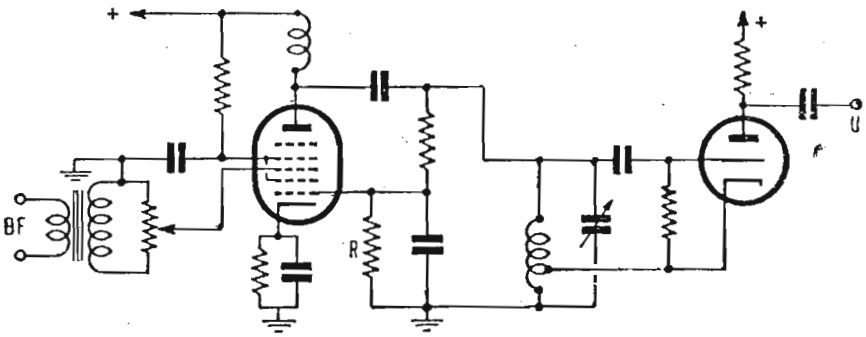


Fig. 11. — Oscillatore Hartley modulato con tubo a reattanza.

un tubo a reattanza controllato a sua volta dalle correnti modulanti. Il tubo a reattanza (reactance tube) è un particolare tipo di circuito elettronico che si comporta come un'induttanza pura, (o come una capacità) variabile con la polarizzazione del tubo.

Questo circuito viene adottato per controllare variazioni di frequenza e quindi serve sia per modulare di frequenza un oscillatore, come pure per mantenere costante la frequenza di un oscillatore, opponendosi alle variazioni accidentali (caso già contemplato nei circuiti di C.A.F.F.). Variando la conduttanza mutua del tubo a reattanza si variano i valori della capacità o dell'induttanza equivalente che il tubo a reattanza stesso rappresenta nei rispetti dell'oscillatore sul quale trovasi inserito in parallelo, come risulta dello schema di principio di fig. 11.

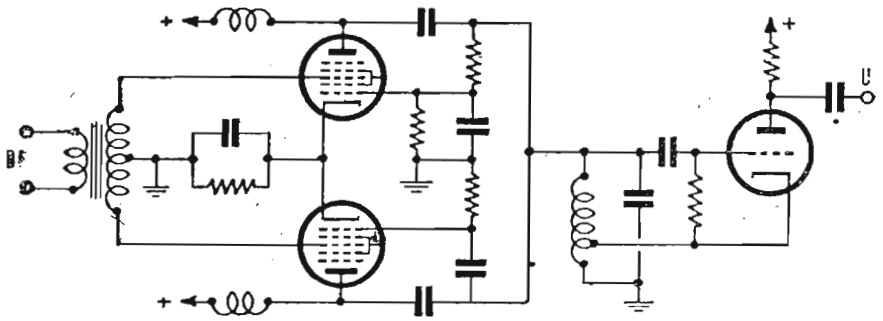


Fig. 12. — Modulatore con tubi a reattanza bilanciati.

Anche col tubo a reattanza la massima deviazione realizzabile è assai limitata in quanto occorre contenere la distorsione entro determinati valori.

Per aumentare la linearità del modulatore e permettere una maggiore deviazione di frequenza è stato usato un circuito bilanciato costituito da due tubi a reattanza collegati come da fig. 12; uno di essi si comporta come induttanza e l'altro come capacità. In assenza di segnale questi valori insieme con quelli del circuito sintonizzato dell'oscillatore determinano la frequenza base del complesso.

Quando viene inviato un segnale ad audio frequenza si hanno rispettivamente aumento di corrente (e cioè di transconduttanza) nel 1° tubo e diminuzione nel secondo o viceversa, cioè un contemporaneo aumento o diminuzione delle L e C equivalenti. I due tubi sono in controfase per l'audio frequenza e in parallelo per la radio frequenza; ne consegue maggiore linearità del complesso alle tensioni di modulazione e doppio effetto modulante.

La massima deviazione ottenibile anche con questo complesso è piccola, non superiore allo 0,1%, però il valore è già sufficiente. Supponiamo infatti che l'oscillatore lavori su 5 MHz e che la frequenza del trasmettitore sia 100 MHz; ciò significa che

a valle dell'oscillatore deve esserci una moltiplicazione di frequenza di 20 volte.

Poichè si è fissata una deviazione massima di ± 75 kHz, la frequenza dell'oscillatore dovrà essere deviata di ± 3,75 kHz, cioè solo dello 0,75 per mille.

MODULAZIONE INDIRETTA CON SISTEMA ARMSTRONG

Sappiamo che è indispensabile stabilizzare la frequenza con l'adozione di oscillatori a quarzo; per ottenere tale stabilizzazione si ricorrerà alla modulazione indiretta, attraverso una modulazione di fase.

Il più noto circuito realizzato per ottenere modulazione di frequenza attraverso quella di fase è dovuto all'Armstrong.

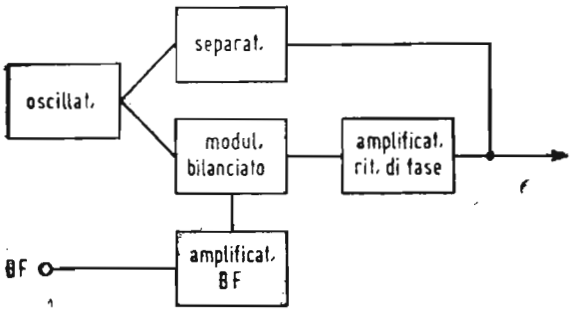


Fig. 13. — Schema di principio del modulatore Armstrong.

In questo sistema abbiamo un oscillatore stabilizzato a quarzo, con frequenza inferiore a quella nominale. L'uscita è sdoppiata in due parti: la prima eccita un comune separatore, la seconda alimenta invece uno speciale modulatore bilanciato, al quale è pure inviata l'audio frequenza (fig. 13).

Il modulatore Armstrong, modula in ampiezza, sopprime la portante ed eroga solamente le bande laterali, che vengono poi sfasate di 90° gradi in un ritardatore di fase; le bande laterali sono infine sommate alla portante che esce dal separatore e l'onda risultante viene ad essere così modulata in fase e cioè indirettamente in frequenza.

L'artificio di modulare una portante con bande laterali sfasate di 90°, ottenuta da una modulazione in ampiezza, permette di ricavare spostamenti di fase fino a circa 30° con una minima distorsione. Questo procedimento è concettualmente diverso da quello usuale, che consiste nel variare direttamente la fase portante, poichè in quello Armstrong si modula effettivamente in ampiezza.

IL PHASITRON

Ultimo sistema di modulazione indiretta è quello attuato con il Phasitron e adottato dalla General Electric.

Il Phasitron è un geniale tubo elettronico che permette da solo la modulazione di fase di un'onda stabilizzata a quarzo, a

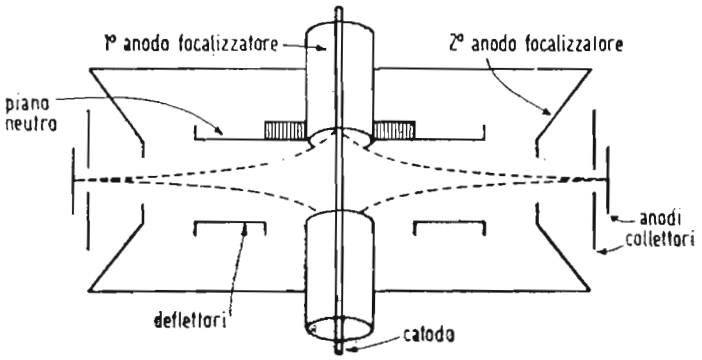
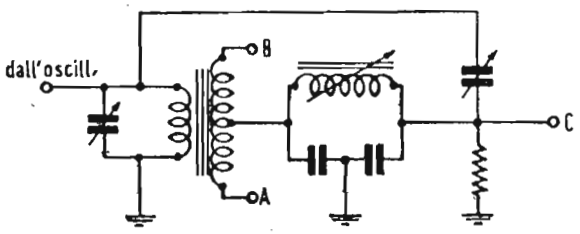


Fig. 14. — Sezione sintetizzata del Phasitron.

differenza del sistema Armstrong che richiede invece l'uso di molti tubi.

E' ora necessario descrivere brevemente il Phasitron. Esso contiene un catodo assiale (fig. 14) attorno al quale è disposto un sistema focalizzatore formato da due anodi che deviano gli elet-

Fig. 15. — Circuito moltiplicatore di fase.



troni e li concentrano in un piano perpendicolare all'asse del catodo, costituendo il così detto « disco elettronico ».

Gli elettroni vengono raccolti in parte da un anodo circolare, munito da 24 finestrelle rettangolari e in parte (solo quelli che sfuggono attraverso le suddette aperture) da un secondo anodo cilindrico esterno.

Fra i due anodi focalizzatori è disposto superiormente un elettrodo circolare (piano neutro) e inferiormente un gruppo di 36 elettrodi radiali deflettori, collegati alternativamente in tre sezioni. Il principio di funzionamento è il seguente: regolato il fuoco del disco elettronico in modo da avere corrente quasi nulla all'anodo esterno, si applica ai 36 elettrodi deflettori una

terna trifase di tensioni a radio frequenza, ricavata facilmente da uno speciale circuito moltiplicatore di fase, indicato nella fig. 15 che funziona con principio analogo a quello dell'autotrasformatore Scott. Questo circuito è alimentato da un oscillatore a cristallo. Il sistema di tensioni trifasi a radio frequenza genera fra piano neutro e deflettori un campo proporzionale alla carica istantanea applicata a ciascuno di essi e il piano elettronico vie-

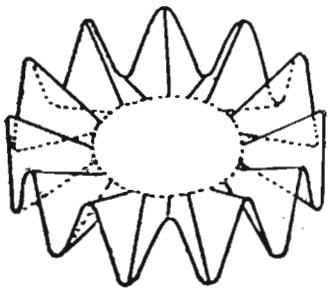


Fig. 16. — Disco elettronico.

ne così deformato e parzialmente deviato; la sua curva sarà allora quella di un disco ondulato con 12 massimi e 12 minimi, come è rappresentato nella fig. 16. La terna di tensioni dà luogo pure a un campo rotante; quindi la deformazione del disco girerà intorno all'asse del catodo con la frequenza della corrente applicata. A seconda della posizione istantanea il disco elettronico ondulato passerà dalla posizione in cui quasi tutti gli elettroni cadono sul secondo anodo attraverso le finestrelle a quella in cui sono tutti arrestati dal primo anodo (fig. 17). Si potrà allora ricavare all'uscita del secondo anodo una corrente

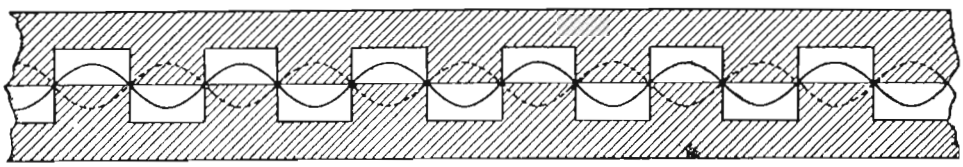


Fig. 17. — Posizione (sviluppata in piano) del disco elettronico rispetto al 1° anodo.

alternata di frequenza ancora uguale a quella dell'oscillatore stabilizzato.

Questa corrente opportunamente moltiplicata e ampliata è inviata allo stadio finale di un trasmettitore e costituisce l'onda portante. La modulazione si ottiene mediante un campo magnetico esterno, generato da una adatta bobina che investe esternamente il tubo percorso dalle correnti acustiche modulanti.

Il campo generato dalle correnti è perpendicolare alla traiet-

toria degli elettroni (che è radiale) e quindi tenderà a farli ruotare nello stesso piano. Dato che il campo esterno è alternativo e varia con le b.f. la rotazione del disco elettronico subirà accelerazioni e ritardi, cioè sarà modulata in fase. La deformazione del disco sarà quindi sottoposta a movimenti avanti indietro simili ai moti pendolari dei motori a campo rotante. La corrente sul secondo anodo sarà modulata in fase e di conseguenza si otterrà una modulazione di frequenza.

MODULAZIONE DI FREQUENZA SISTEMA « SERRASOID »

E' stato recentemente adottato da molti costruttori americani di trasmettitori MF, un nuovo sistema di modulazione di fase e frequenza denominato « serrasoid ».

Essenzialmente tale sistema si basa sul principio di una « tosatura » variabile al ritmo delle frequqenze modulanti di

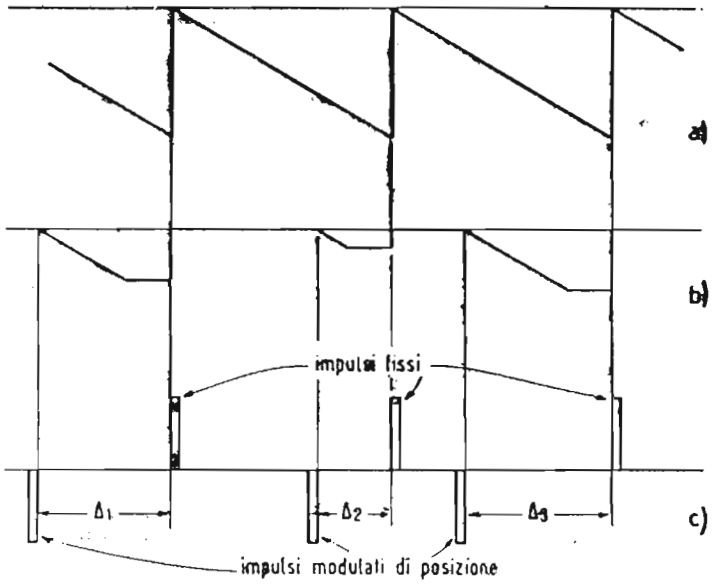


Fig. 18. - Diagramma di principio del sistema di modulazione «serrasoid».

un'oscillazione a denti di sega ad andamento rigorosamente lineare.

Da tale operazione vengono poi ricavati per differenziazione degli impulsi rettangolari positivi equidistanti e degli impulsi negativi modulati di posizioni (fig. 18). Gli impulsi positivi vengono tosati e soppressi, mentre quelli negativi modulati in posizione rispetto ai primi, vanno ad una catena di moltiplicatori che porta la frequenza centrale al valore desiderato all'ingresso dello stadio finale di potenza.

Il sistema di modulazione col « phasitron » è adottato nei trasmettitori TV audio, di Torino e Milano mentre il sistema « serrasoid » è usato nei trasmettitori di Monte Penice e Genova (Portofino).

Tutti i trasmettitori a MF funzionano per ragioni pratiche di

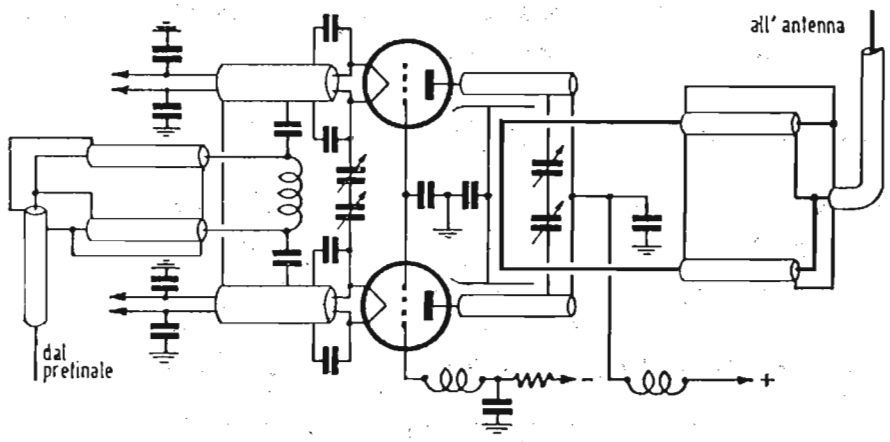


Fig. 19. — Stadio amplificatore finale ad onde ultracorte.

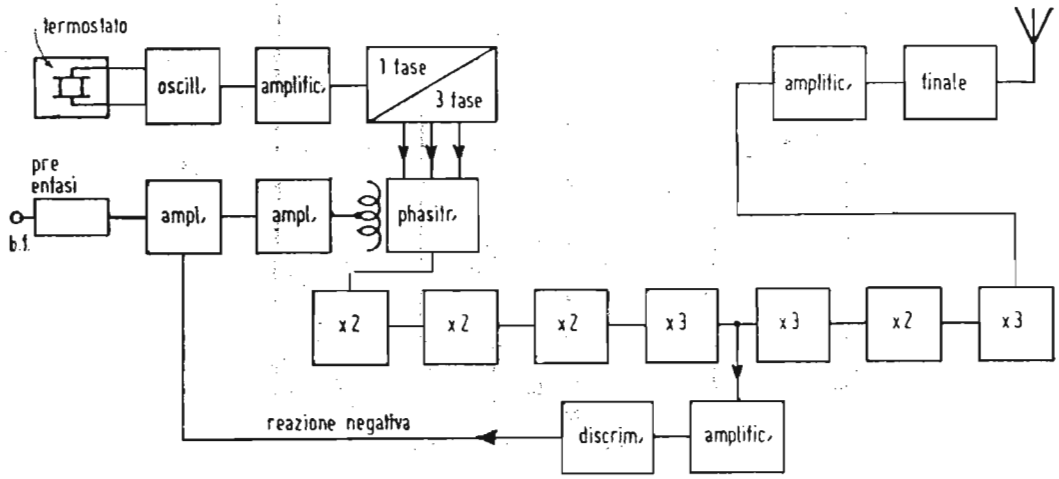


Fig. 20. — Schema di principio di un trasmettitore MF con modulazione a « phasitron ».

allocazione nello spettro etereo, nella gamma delle onde metriche e decimetriche.

Un trasmettitore « audio » a MF è schematicamente costituito da un oscillatore pilota a quarzo che controlla l'oscillatore modulato di frequenza, seguito da una catena di amplificatori di frequenza sino a raggiungere la frequenza di servizio all'ingresso dello stadio finale, quest'ultimo costituito generalmente

da due speciali tubi elettronici di potenza per onde ultracorte, montati in circuito simmetrico con eccitazioni sul catodo, e griglia a « terra ».

La fig. 19 mostra il circuito di un amplificatore di questo tipo, la cui potenza erogata può anche superare i 50 kW.

In fig. 20 è riportato a titolo esemplificativo lo schema di principio di un trasmettitore « audio » MF da 2 kW con modulatore a « phasitron », abbinato al trasmettitore « video » da 5 kW di Milano e Torino.

LEZIONE XXXVI

LA RICEZIONE DELLE EMISSIONI A MODULAZIONE DI FREQUENZA

Dopo aver illustrato le caratteristiche fondamentali di funzionamento della MF e dei relativi trasmettitori, passeremo ad esaminare la ricezione.

I ricevitori per modulazione di frequenza differiscono sostanzialmente da quelli per modulazione d'ampiezza nella rivela-

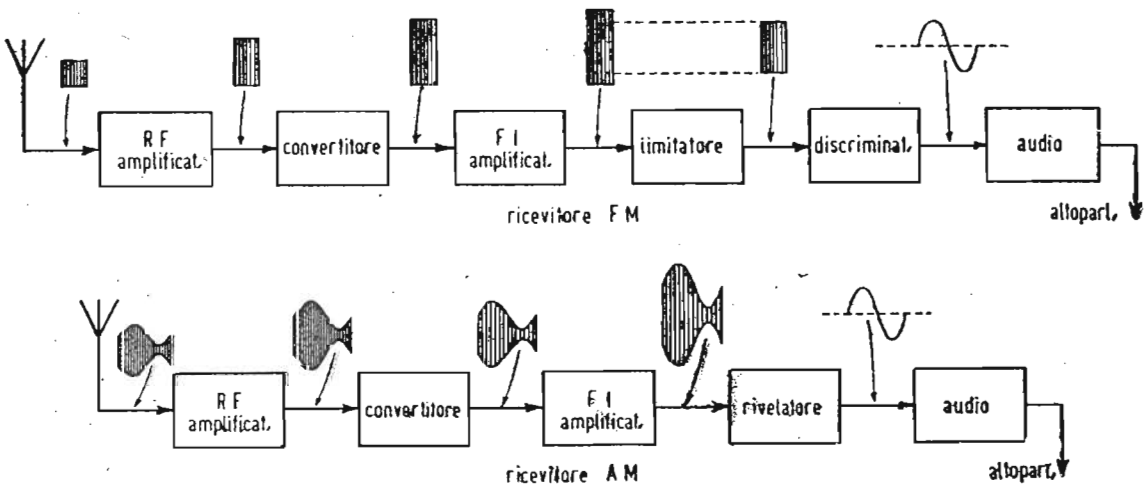


Fig. 21. — Confronto fra la ricezione MA e la ricezione MF.

zione: infatti un'onda modulata in frequenza ha l'ampiezza sempre costante e se si usasse un normale rivelatore l'inviluppo ottenuto sarebbe in questo caso costituito da una corrente continua.

Come un ricevitore per MA non può ricevere la MF, così un ricevitore costruito per il secondo tipo di modulazione non può ricevere la prima. In commercio si trovano però apparecchi che possono passare da un sistema all'altro mediante commutatori.

Sono stati poi studiati particolari apparecchi adattatori che sono veri e propri ricevitori per MF privi della parte audio e che si applicano ai comuni ricevitori MA usandone la presa fonografica. In questo modo si possono ascoltare anche i programmi MF senza dover mettere fuori uso gli esistenti apparecchi MA.

Normalmente i ricevitori MF utilizzano il classico schema della supereterodina, con amplificatori a radio frequenza, oscillatore locale, mescolatore e stadi a frequenza intermedia, seguiti dalla sezione di rivelazione, ottenuta con principi sostanzialmente diversi; esistono però anche altri circuiti, come per esempio quella a superrigenerazione.

La parte caratteristica dei ricevitori MF consiste in uno o più stadi limitatori, che tosano il segnale ricevuto eliminando qualsiasi traccia di modulazione d'ampiezza, compresa quella dovuta ai disturbi e nel discriminatore, che serve a trasformare le variazioni di frequenza in variazioni d'ampiezza per mezzo di speciali circuiti (fig. 21).

Prima di studiare dettagliatamente il limitatore ed il discriminatore, diamo qualche cenno sulla sezione per l'amplificazione a radio frequenza e sulla conversione.

AMPLIFICAZIONE A RADIO FREQUENZA E CONVERSIONE DI FREQUENZA

L'amplificatore a radiofrequenza, l'oscillatore e il convertitore di un ricevitore per MF sono montati con gli stessi accorgimenti usati per i ricevitori a onde cortissime e ultra corte, cioè hanno tubi a minime capacità interelettrodiche, entrata bilanciata e oscillatore con tubo spesso separato e con accoppiamento lasco, onde avere alta stabilità di frequenza (vedremo che nei ricevitori MF uno spostamento della frequenza dà luogo ad una distorsione in ricezione).

I circuiti accordati sono tutti di minime dimensioni; in molti casi si preferisce sintonizzarli variando la reattanza induttiva con lo spostamento di un nucleo infilato nell'interno della bobina; si eliminano così i condensatori variabili.

La frequenza intermedia ottenuta dal processo di conversione si sceglie generalmente sui 10÷ 20 MHz, però non ne è stato fissato tassativamente il valore; generalmente si è adottato il valore di 10,7 MHz nella radio-diffusione circolare.

Il segnale prelevato dal miscelatore è succesivamente amplificato in una serie di normali stadi a frequenza intermedia

a banda più larga di quella per radio frequenza (circa 200 kHz), ma sempre notevolmente inferiore a quella degli apparecchi televisivi, quindi la loro costruzione non presenta speciali difficoltà e particolarità degne di menzione.

L'uscita della sezione a frequenza intermedia è poi inviata al limitatore od alla catena di limitatori.

IL LIMITATORE

Il limitatore applicato nei ricevitori MF ha lo scopo di rendere assolutamente costante il valore massimo del segnale che gli è stato inviato. Ciò permette quindi di eliminare qualsiasi modulazione d'ampiezza presente in ricezione e dovuta a cause varie di origine estranea o parassitaria.

Il più semplice tipo di limitatore è quello costituito da un amplificatore sovraeccitato, che come è noto, tosa i picchi di mo-

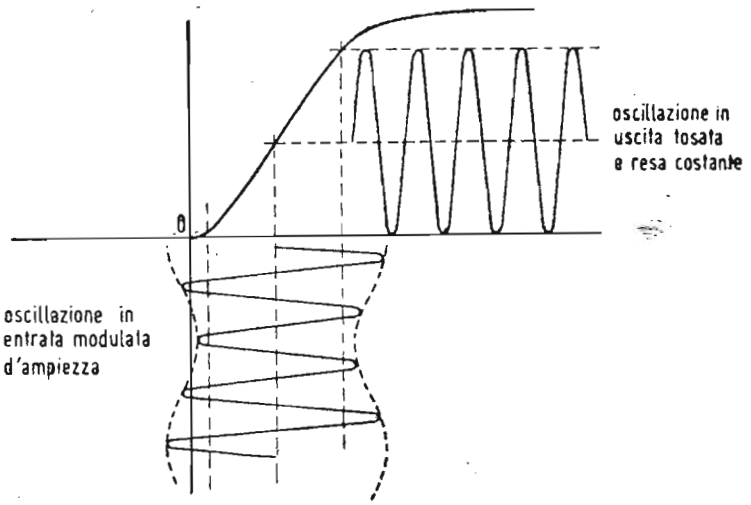


Fig. 22. — Caratteristica di un amplificatore sovraeccitato (limitatore).

dulazione dei segnali inviatigli nella griglia con forte livello (figura 22).

Spesso, per ottenere una migliore e più sicura costanza dell'ampiezza del segnale in uscita, si usano due stadi in serie (« limitatori in cascata »).

Nei limitatori è consigliabile adoperare tubi con caratteristiche ripide e con elevata conduttanza mutua, perchè ciò assicurerà una maggiore amplificazione per un determinato segnale entrante e quindi garantirà il perfetto e permanente funzionamento del circuito anche con segnali non troppo forti.

IL DISCRIMINATORE D'AMPIEZZA

La sezione più caratteristica di un ricevitore MF è il circuito rivelatore, che si differenzia notevolmente da quello comune per MA, perchè deve poter trasformare le variazioni di

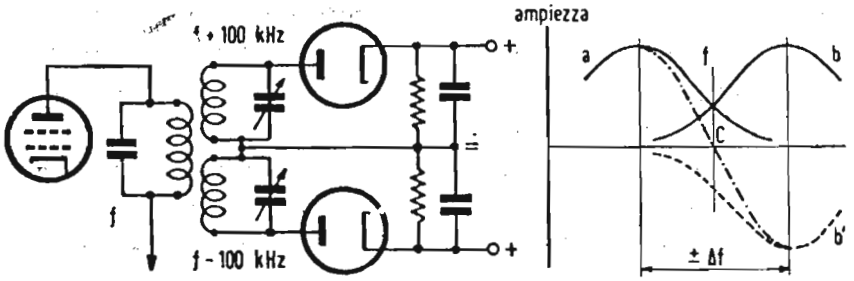


Fig. 23. — Schema di principio di un discriminatore d'ampiezza, e sua curva di risonanza

frequenza impresse alla portante, in analoghe variazioni di ampiezza sul segnale rivelato.

Il circuito deve poter scegliere o discriminare le variazioni di frequenza e viene pertanto chiamato discriminatore.

Il discriminatore classico, o discriminatore d'ampiezza, è costituito da due circuiti oscillanti (ciascuno munito di proprio

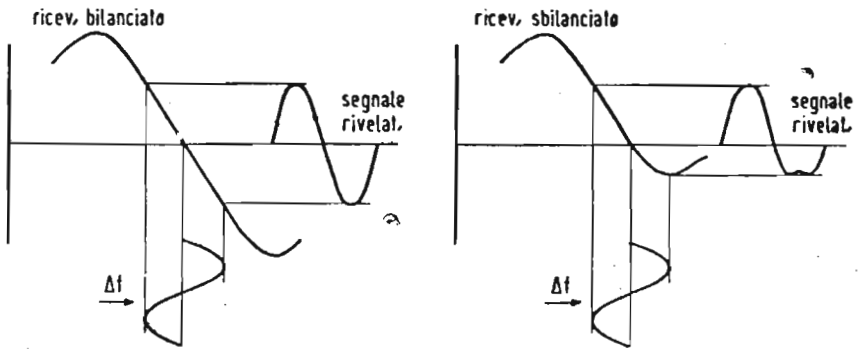


Fig. 24. — Curva di rivelazione normale e distorta in un discriminatore di ampiezza.

diodo rettificatore) (fig. 23), sintonizzati su di una frequenza rispettivamente maggiore e minore di 100 kHz di quella della portante. I circuiti presenteranno un'impedenza variabile alle singole frequenze delle bande laterali e di conseguenza il segnale (tensione misurata ai capi della resistenza di carico di ogni diodo) avrà ampiezza proporzionale alla distanza della frequenza da quella nominale della portante.

Combinando opportunamente le due tensioni in opposizione

di fase, si avrà un segnale la cui ampiezza varierà linearmente con la deviazione di frequenza (curva *c* della citata figura) ed avrà valore nullo in assenza di modulazione, poichè, se il circuito è ben bilanciato il segnale generato della sola portante si annulla nei due circuiti.

La difficoltà di costruire circuiti perfettamente bilanciati e sintonizzati su frequenze diverse onde avere un tratto rettilineo non inferiore a ± 100 kHz sulle due bande può dar luogo a forte distorsione nella rivelazione, come si può vedere dal diagramma riportato nella fig. 24.

Questo grave inconveniente del discriminatore d'ampiezza ha consigliato la sua sostituzione con analoghi discriminatori che sfruttano le variazioni di fase presenti nella modulazione di frequenza, trasformandole in variazioni d'ampiezza.

I discriminatori di fase sono basati sul noto principio che

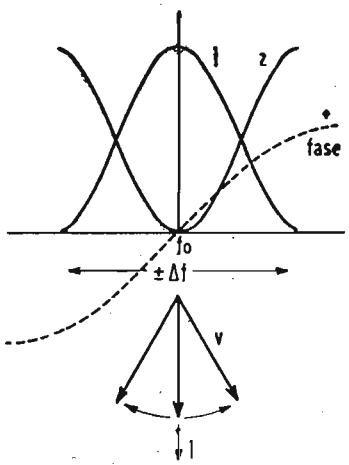


Fig. 25. — Curve di risonanza e di fase di un circuito accordato.

la tensione indotta in un secondario di un trasformatore ha fase diversa da quella inducente, applicata al primario e che se il secondario è costituito da un circuito oscillante, le tensioni in esso indotte sono rispettivamente in anticipo o in ritardo alla corrente, a seconda che prevalga la reattanza induttiva o capacitativa del circuito, cioè a seconda che la frequenza sia maggiore o minore di quella di risonanza (fig. 25). In questo modo si può usare un solo circuito sintonizzato invece dei due già visti nel discriminatore d'ampiezza, riuscendo a trasformare le variazioni di fase in variazioni di corrente.

DISCRIMINATORE DI FASE

Il primo rivelatore di fase è quello ideato dal Foster Seeley ed è chiamato anche « discriminatore a differenza » perchè il

segnale rivelato è ricavato dalla differenza di due tensioni come ora vedremo.

Lo schema classico del discriminatore a differenza è stato riportato nella fig. 26 e nell'analogo schema equivalente di fig. 27 che ne semplifica lo studio. Esaminiamo il secondo schema (fig. 27): attraverso l'induttanza L_1 del circuito accordato e molto

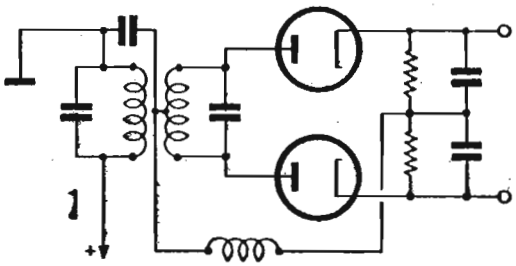


Fig. 26. — Schema di principio del discriminatore Foster-Seeley.

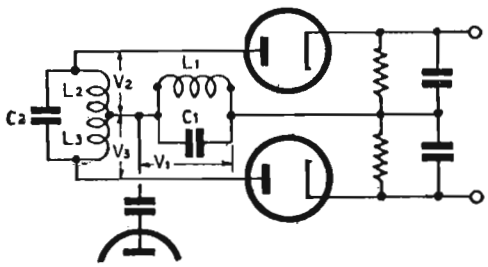


Fig. 27. — Circuito equivalente del discriminatore Foster-Seeley.

smorzato del limitatore, si inducono nei due secondari L_2 e L_3 le tensioni uguali ed opposte V_2 e V_3.

Le induttanze costituiscono coi condensatori C_1 e C_2 due circuiti oscillanti sintonizzati sulla frequenza della portante. Tra il punto centrale di L_2-L_3 e il punto comune del carico ohmico sui diodi, è inoltre applicata direttamente la tensione a radio frequenza esistente ai capi del primario del trasformatore. In

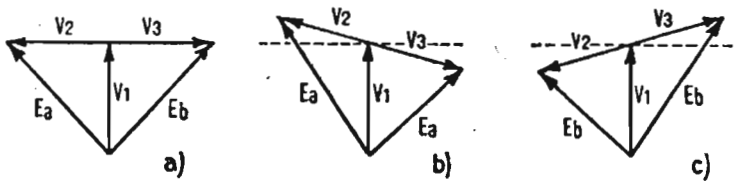


Fig. 28. — Diagrammi vettoriali delle tensioni nel discriminatore Foster-Seeley.
(N.B. - Leggere, nel fig. 1b), Eb anzichè Ea, nel settore destro di V1; ed Ea invece di Eb nel settore sinistro di V1 di fig. c).

questo modo ai diodi sono applicate le tensioni ottenute dalle somme vettoriali di V_2 e V_3 con V_1 in quadratura (fig. 28) cioè le tensioni Ea ed Eb.

Poichè esse sono sommate in opposizione e con ugual valore sulle resistenze di carico, si annulleranno e non si avrà alcun segnale all'uscita, quando si è in presenza della sola portante.

Quando però la portante è modulata in frequenza la tensione nel circuito oscillante del secondario tenderà a ritardare o ad anticipare la sua fase, secondo la deviazione di frequenza ed allora prevarrà la tensione Ea applicata al diodo A oppure quel-

la *E*b sul diodo *B* e si potrà ricavare un segnale proporzionale alla differenza dei due ed alla loro variazione di fase, dovuta alla deviazione di frequenza.

Questo tipo di discriminatore è molto sensibile alle variazioni di ampiezza del segnale e quindi richiede sempre l'uso di uno o due stadi limitatori ben efficienti.

RIVELATORE A RAPPORTO (ratio-detector)

Una variante fondamentale del discriminatore a differenza è quella che si ottiene collegando i diodi in serie, di guisa che le tensioni raddrizzate si sommano, invece di essere in opposizione (fig. 29). La somma delle tensioni di uscita *E*a ed *E*b rimane

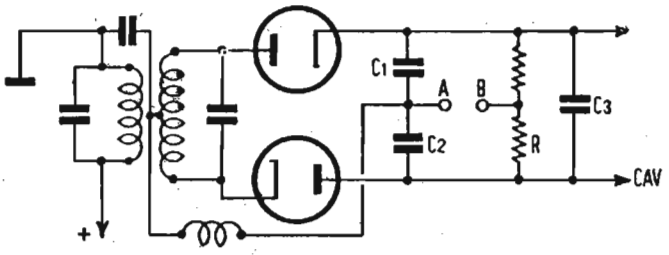


Fig. 29. — Schema di principio di un rivelatore a rapporto (ratio-detector).

costante, perchè mantenuta tale da *R* e da C_3, però il rapporto delle stesse varie col rapporto delle tensioni in entrata, cioè per effetto della modulazione dell'onda portante.

Prelevando allora un segnale tra i punti *A* e *B* (cioè nel circuito di ritorno catodico e fra i due condensatori di fuga C_1 e C_2, che eliminano la componente ad alta frequenza) si può ottenere una tensione proporzionale alla deviazione di frequenza. Il rivelatore ora studiato non è sensibile alle variazioni di ampiezza, perciò si possono eliminare gli stadi limitatori riducendo il numero di tubi necessari.

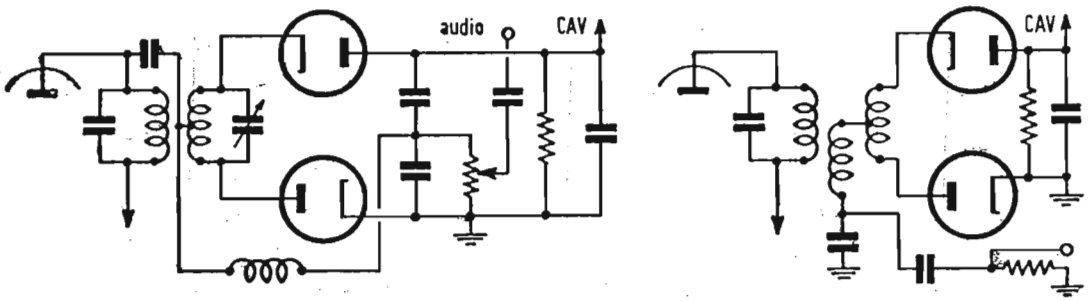


Fig. 30. — Circuiti di rivelatori a rapporto (ratio-detector).

A capi delle resistenze di carico si può anche derivare un efficiente segnale per un controllo automatico di volume, con risulato migliore di quello conseguito nei precedenti discriminatori.

La realizzazione del rivelatore a rapporto è più complicata, specie per la difficoltà di ottenere una caratteristica completamente rettilinea, però nelle varianti adottate (ne riportiamo alcune nella fig. 30) si possono avere ottimi risultati.

Si nota talvolta, nell'esame dello schema d'insieme di alcuni ricevitori americani di qualità, che prima di un rivelatore a rapporto può esserci uno stadio limitatore. E' opportuno chiarire che esso è inserito semplicemente per prevenire distorsioni ad audio frequenza dovute a segnale troppo intenso, ma non ha alcuna funzione sul discriminatore che, giova ripeterlo, è insensibile alle variazioni di ampiezza.

RIVELATORE LINEARE DI FASE

La Philips ha studiato due tubi (tipo EQ40 e tipo EQ80), che permettono la realizzazione di un rivelatore per MF con rivelazione lineare di fase. Esaminiamo brevemente il principio di funzionamento del tubo e del discriminatore che lo usa.

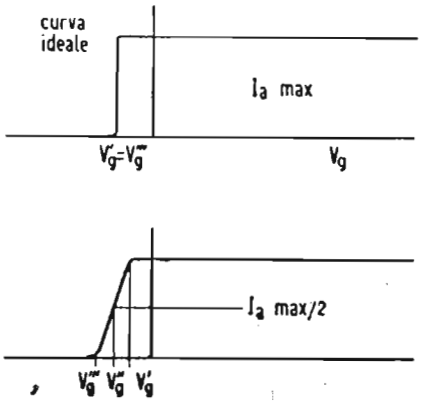


Fig. 31. — Caratteristiche del tubo Philips EQ40

Il tubo (EQ40) ha tre griglie controllo ,due delle quali (G_3 e G_5) di identiche caratteristiche, una griglia schermo multipla (G_2, G_4, G_6) ed un soppressore, oltre al catodo e all'anodo. Per ciascuna delle due griglie, supposta l'altra positiva o comunque oltre l'interidizione, si ha una caratteristica reale come risulta

nella fig. 31: da essa si vede che il tubo è interdetto fino a che entrambe le griglie o una sola di esse sono a tensione minore di Vg''' e quando esse si trovano a tensione maggiore di Vg' la corrente ha il valore di Ia max di saturazione.

Applicando alle griglie 3 e 5 due segnali sinusoidali di ugual

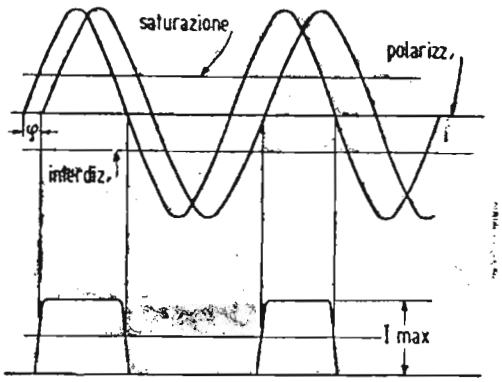


Fig. 32. — Andamento della corrente anodica nel tubo EQ40.

frequenza ed ampiezza, con fase variabile e con polarizzazione tale da far erogare una corrente di riposo pari a Ia max, se i segnali sono sufficientemente intensi, da portare decisamente le griglie nella regione positiva, si otterranno impulsi trapezoidali (fig. 32) con ampiezza Ia max e angolo medio di circolazione $\theta = \pi - \varphi$. Questi impulsi, che si possono considerare rettangolari ed uguali, corrispondono ad una corrente con valore medio:

$$Ia = Ia \max \frac{\theta}{2\pi} = Ia \max \frac{\pi - \varphi}{2\pi} \qquad [8]$$

perciò eventuali variazioni nello sfasamento portano analoghe variazioni al valore medio della corrente anodica.

Il coefficiente di proporzionalità fra sfasamento e intensità di corrente è costante, purchè il segnale inviato alle griglie sia sufficientemente elevato: questo tipo di rivelatore è quindi autolimitatore.

L'inserzione del tubo EQ40 usato come rivelatore è quella rappresentata nella fig. 33; in essa due circuiti sintonizzati sulla frequenza intermedia, sono eccitati dal trasformatore d'uscita dell'ultimo stadio a frequenza intermedia, con accoppiamenti stretto il primo, lasco il secondo.

Le tensioni nei due circuiti sono pertanto sfasate di 90°; lo angolo di circolazione del tubo sarà pure di 90° e la corrente media sarà *I*m max.

Sotto la modulazione la f.i. subirà deviazioni (± 75 kHz)

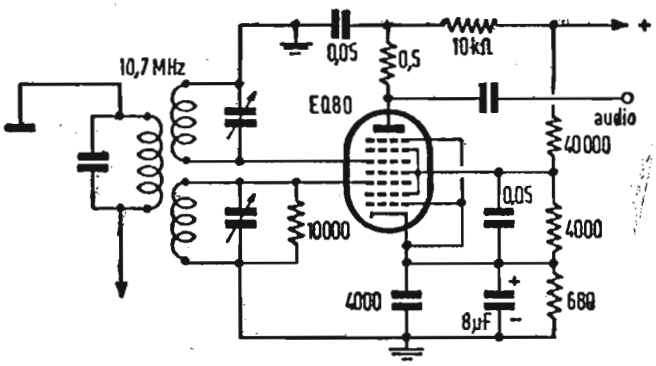


Fig. 33. — Schema di rivelatore lineare di fase, con tubo EQ40. (Non EQ80 come in figura).

attorno al valore della portante; le relative variazioni di fase verranno allora trasformate dal rivelatore sopra descritto in analoghe variazioni del valore medio della corrente anodica.

Questo tipo di rivelatore è forse quello di più facile realizzazione e taratura; come si è detto è auto limitatore, perciò non occorre farlo precedere da stadi limitatori, ma occorre un segnale fortissimo e quindi almeno uno stadio a f.i. in più. Ne consegue però il vantaggio che la sua uscita è fortissima e può pilotare direttamente il tubo finale del ricevitore.

Autorizzazione del Tribunale di Milano 16-1-61 - N. 5502 del Registro
Direttore responsabile ALFONSO GIOVENE - Proprietà della Editrice Il Rostro
Distribuzione in abbonamento postale - Gruppo II
Distribuzione STE - Milano

CORSO
TEORICO - PRATICO DI
TELEVISIONE

DISPENSA

N. 22

SOMMARIO

LEZIONE XXXVII:

Complesso Radio-trasmittente Video-Audio — Trasmettitori per TV — Apparecchiature varie — Linee di trasmissione ed accoppiamenti — L'antenna trasmittente — Video collegamenti con ponti radio e cavi coassiali.

TUTTI I DIRITTI RISERVATI ALLA
EDITRICE IL ROSTRO - MILANO

TIPOGRAFIA EDIZIONI TECNICHE - MILANO - VIA BALDO DEGLI UBALDI, 6

LEZIONE XXXVII

COMPLESSO RADIO-TRASMITTENTE VIDEO-AUDIO

Si è visto (1° gruppo di lezioni) che dall'abbinamento di un trasmetitore « video » e di un trasmettitore « audio » si realizza il complesso radiotrasmittente televisivo.

Generalmente si tiene come norma che la potenza irradiata dal trasmettitore « audio » sia fra la metà ed 1/3 di quella del trasmettitore « video ». Comunque una valutazione precisa delle potenze irradiate non è molto agevole inquantochè mentre il valore della potenza « audio » si riferisce alla portante (non modulata nel caso della MA) la potenza « video » si riferisce al valore massimo di cresta della portante modulata (MA). Così ad esempio si avrà: 5 kW-cresta per il « video e 2kW-portante per l'« audio ».

La gamma delle radio-frequenze nella quale trovano posto tutti i radiotrasmettitori TV italiani da 61 a 86 MHz e da 174 a 216 MHz, è frazionata nei seguenti 8 canali di 7 MHz di ampiezza ciascuno:

				Portante video	Portante audio
0	- canale A:	52,5-59,5	MHz . . .	53,75	59,25
1°	- canale B:	61-68	MHz . . .	62,25	67,75
2°	- canale C:	81-88	MHz . . .	82,25	87,75
3°	- canale D:	174-181	MHz . . .	175,52	180,75
3 A	- canale E:	182,5-189,5	MHz . . .	183,75	189,25
3 B	- canale F:	191÷198	MHz . . .	192,25	197,75
4°	- canale G:	200-207	MHz . . .	201,25	206,75
5°	- canale H:	209-216	MHz . . .	210,25	215,75

La precisa distanza di 5,5 MHz fra le due portanti audio e

video è mantenuta da cristalli di quarzo che controllano gli oscillatori dei due trasmettitori abbinati.

I trasmettitori televisivi differiscono da quelli normali a onda corta in due punti essenziali e cioè nel sistema di modulazione e nell'accordo dei circuiti a r.f. modulata.

Il modulatore, nel suo funzionamento, non deve in alcun modo alterare il segnale applicato all'entrata e inoltre, durante la fase di modulazione, occorre che il livello base del nero sia mantenuto a un valore ben determinato e che i segnali di sincronismo possano essere trasmessi con la loro esatta forma per evitare difficoltà di sincronizzazione nei ricevitori.

Poichè consideriamo solamente il caso della modulazione negativa, adottato negli standard americano ed europeo, il livello nel nero sarà fissato al 75% del massimo picco della portante.

L'accordo dei circuiti a r.f. richiede speciali accorgimenti poichè nelle trasmissioni televisive è necessario abolire parte della banda inferiore (vestigial side band). Questa abolizione può essere effettuata soltanto nel trasmettitore e precisamente dopo lo stadio modulato e prima dell'accoppiamento di antenna. La soppressione parziale della banda inferiore deve inoltre avvenire esattamente secondo le prescrizioni dello standard, poichè i ricevitori sono costruiti e tarati per funzionare in un determinato modo, e una diversa soppressione di banda provocherebbe un peggioramento nella riproduzione dell'immagine.

Di particolare interesse sono poi le antenne usate in questi impianti. Esse sono destinate a irradiare non una sola frequenza, ma tutte quelle del canale televisivo e ciò ne rende più complicata la realizzazione. Inoltre, in considerazione della propagazione ottica delle onde ultracorte, è indispensabile irradiare soltanto con piccoli angoli orizzontali, per evitare inutile dispersione di energia.

TRASMETTITORE PER TV

I trasmettitori per TV presentano costruttivamente molte analogie con quelli per radiofonia: la frequenza dell'onda portante è stabilizzata da un cristallo di quarzo, l'oscillatore è normalmente seguito da alcuni stadi moltiplicatori, che portano la frequenza al valore prestabilito, e da eventuali stadi amplificatori che permettono di avere il livello di potenza necessario per lo stadio modulato.

I cristalli di quarzo installati in questi impianti hanno uno

spessore minimo in modo da poter controllare frequenze di 15-20 MHz e sono racchiusi entro un tubo a vuoto, contente una piccola resistenza di riscaldamento ed un interruttore termico, che ne permette l'inserzione e l'esclusione. Le dimensioni del complesso sono quelle di un normale tubo metallico ricevente pur tuttavia la stabilità di frequenza è elevata e dell'ordine di ± 0,002%.

A seconda che la modulazione (di ampiezza) viene effettuata su uno stadio intermedio a radio frequenza ovvero sullo stadio finale di potenza si hanno due categorie di trasmettitori TV.

Nel primo caso (modulazione a bassa potenza) allo stadio modulatore, segue un certo numero (4 a 6) di stadi amplificatori della radio frequenza modulata onde portare quest'ultima alla potenza desiderata.

Tali stadi amplificatori devono consentire il passaggio della larga banda video modulante: il loro guadagno singolo sarà perciò piuttosto basso. Questa catena amplificatrice di radio frequenza modulata consente però, spostando opportunamente le caratteristiche di sintonia dei vari stadi, di ottenere già allo stadio finale la desiderata soppressione parziale della banda late-

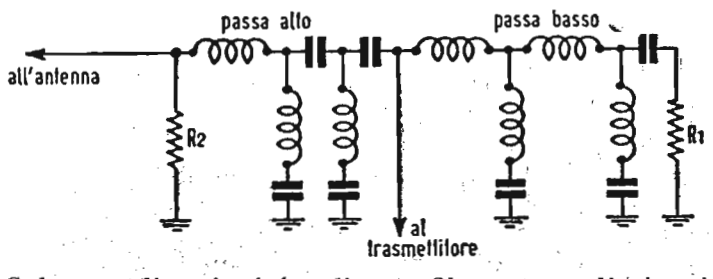


Fig. 34. — Schema di principio di un filtro per eliminazione parziale di una banda laterale (vestigial side band).

rale inferiore: non occorre pertanto in tal caso alcun filtro di banda fra il trasmettitore e l'antenna.

La soppressione della banda inferiore si può ottenere in una catena di amplificatori a r.f. modulata, sovraccaricati e sintonizzati su frequenza maggiore di quella nominale, in modo che la porzione di banda inferiore da sopprimere venga a trovarsi in zona di bassa impedenza e sia quindi smorzata.

Di questo tipo sono i trasmettitori TV della R.A.I. di Milano, Torino e Genova.

Della seconda categoria è invece il trasmettitore TV della R.A.I. di Monte Penice.

In tale trasmettitore la modulazione viene effettuata sulla griglia dello stadio finale: pertanto solo i due circuiti accorda-

ti di griglia e placca di tale stadio devono essere a larga banda passante, cosa questa relativamente facile a causa dello smorza-

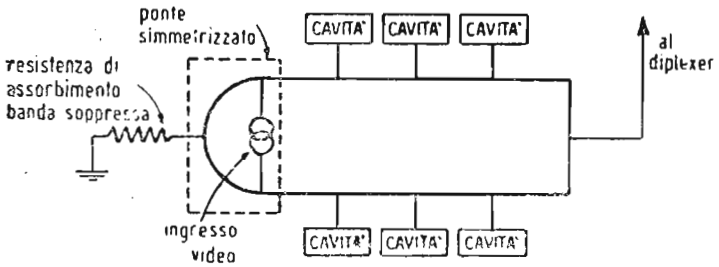


Fig. 35. — Filtro di banda R.C.A. (La realizzazione pratica è illustrata in fig. 36).

mento risultante dalla presenza del carico resistivo sulla griglia necessario per la linearità della modulazione e del carico dell'antenna sul circuito d'uscita.

E' però necessaria all'uscita di questo tipo di trasmettitore, la presenza di uno speciale filtro a varie cellule che sopprima ed assorba tutta l'energia della banda laterale inferiore fra 1,25 MHz e 5 MHz (figg. 34, 35 e 36).

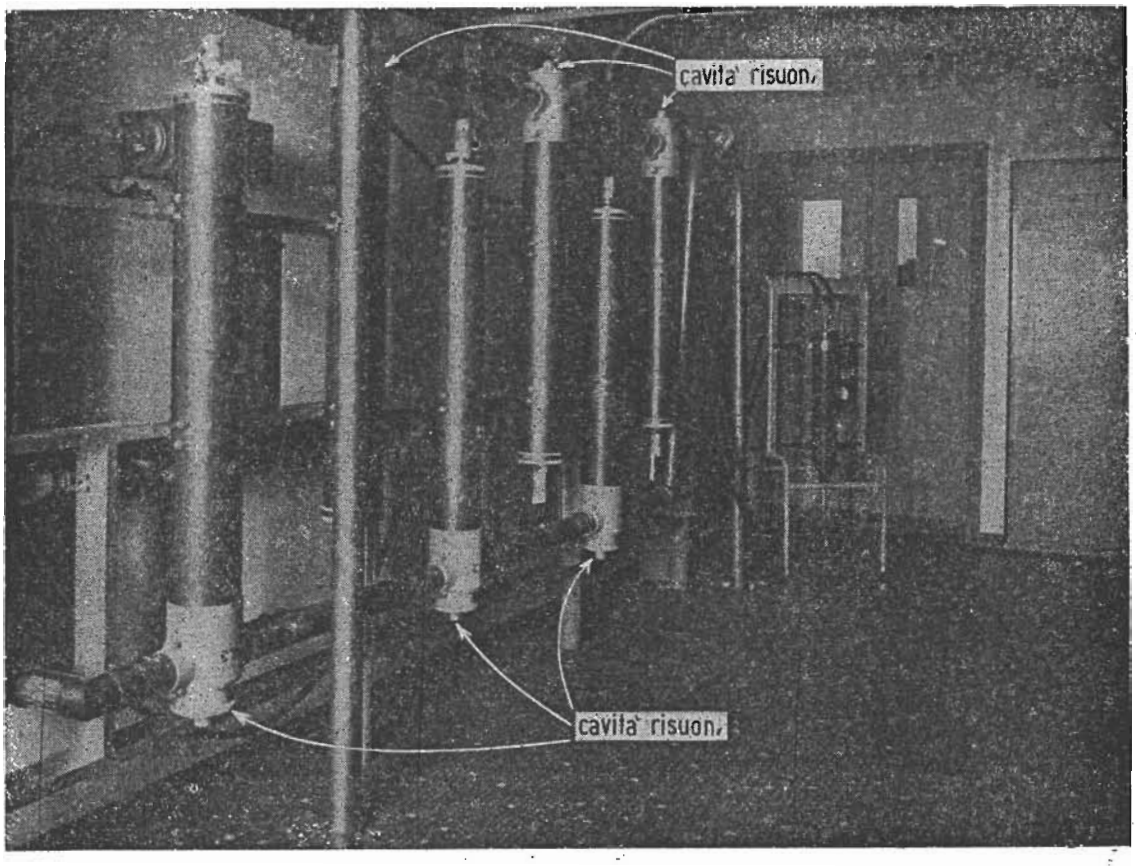


Fig. 36. — Filtro di banda R.C.A. (Trasmettitore video del M. Penice - R.AI.) il cui schema è rappresentato in fig. 35.

Vari sono i tipi di circuiti modulatori adottati. Un sistema usato per modulare in bassa potenza nei trasmettitori General Electric di Milano e Torino è indicato in fig. 37. La modulazione si ottiene accoppiando lo stadio modulato (circuito placca-schermo) in parallelo alla resistenza catodica dello stadio modulato-

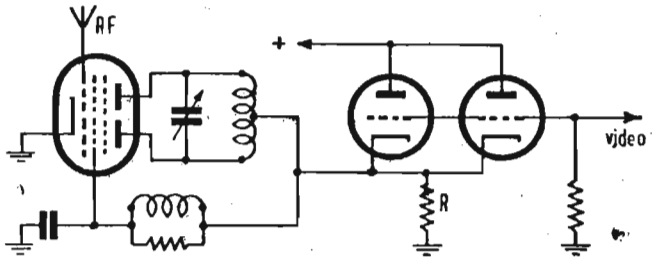


Fig. 37. — Circuito modulatore G.E. a bassa potenza.

re. Il segnale ai capi di *R* è con « bianco negativo », quindi con sincro positivi; le variazioni del segnale video produrranno in tale modo una diminuzione dell'onda portante, cioè una modulazione negativa.

Un altro tipo di modulatore frequentemente usato per modulazione di griglia sullo stadio finale è illustrato in fig. 38. In esso la resistenza di carico anodica dello stadio modulatore è anche resistenza di griglia dello stadio modulato; si rende in tal caso necessario di mettere « a terra » il positivo dell'anodica

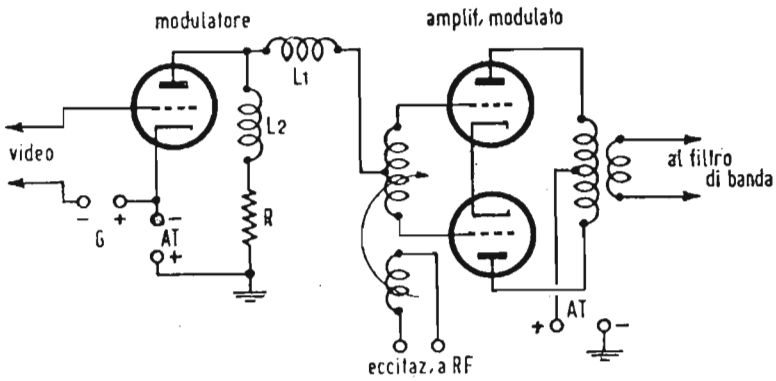


Fig. 38. — Circuito modulatore di griglia.

del modulatore, alimentando il catodo di quest'ultimo col negativo « caldo » della tensione anodica.

E' evidente che lo stadio modulatore deve erogare in questo caso (modulazione sullo stadio finale) una notevole potenza: all'incirca la decima parte della potenza erogata dallo stadio finale.

Ed è questa la parte più critica nella realizzazione di un video-trasmettitore di questo tipo, mentre nei video-trasmettitori modulati in bassa potenza, la parte più delicata è costituita dalla stabilità dell'allineamento della catena degli amplificatori a radio frequenza modulata.

APPARECCHIATURE VARIE

Nei trasmettitori sono spesso usati circuiti adatti ad apportare correzioni mediante retroazione.

Una prima reazione negativa è generalmente ottenuta rettificando una piccola parte del segnale r.f. trasmesso e introducendolo, opportunamente filtrato nel circuito di griglia dello stadio modulato, In tal modo le eventuali variazioni a b.f. e l'induzione di alternata introdotta dal trasmettitore, specie sul livello dei segnali di sincronismo, possono essere eliminate.

Spesso, per ridurre il pericolo di variazione nel livello del piedestallo, dovute a insufficiente filtraggio delle tensioni d'alimentazione, viene anche applicata una seconda reazione negativa. Questa retroazione si realizza inviando alla griglia del primo stadio r.f. una tensione corrispondente alle variazioni di quella anodica.

In molti complessi è poi installato un indicatore di riflessione, cioè un dispositivo che permette di indicare la percentuale delle onde stazionarie che si vengono a costituire nella linea di alimentazione dell'antenna, quando essa non è chiusa esattamente sulla sua impedenza caratteristica.

In caso di forte aumento delle onde stazionarie il circuito può addirittura sbloccare la tensione anodica per garantire la sicurezza dell'impianto e dei tubi elettronici.

LINEE DI TRASMISSIONE ED ACCOPPIAMENTI

L'uscita del trasmettitore è bilanciata, essendo costituita quasi sempre da stadi in controfase.

Le linee di trasmissione (feeder) invece sono sbilanciate, essendo costituite da cavi coassiali, isolati in aria col conduttore esterno a « terra ». Esse hanno generalmente l'impedenza caratteristica di 51,5 ohm ed hanno tenuta stagna; a tale scopo nel loro interno viene anzi iniettata dell'aria compressa ed essicata che assicura l'assoluta assenza di umidità ed elimina così il pericolo di scariche od effluvi lungo gli isolatori.

L'accoppiamento fra l'uscita del trasmettitore e il « feeder »

è ottenuto con un circuito sbilanciatore a costanti distribuite mediante l'uso di spezzoni di linee coassiali.

La fig. 39 illustra un circuito dissimmetrizzatore ottenuto con due spezzoni di linea coassiale; uno di essi ha una lunghezza

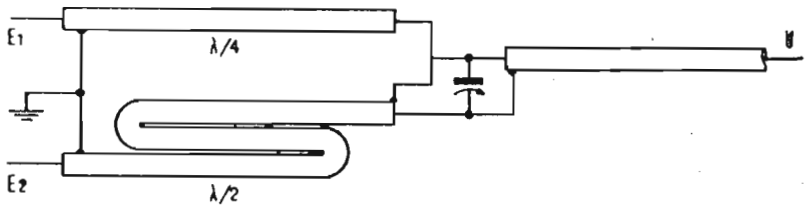


Fig. 39. — Costituzione pratica di un circuito dissimmetrizzatore.

λ/4 l'altro λ/2, con impedenza caratteristica doppia di quella della linea d'uscita. L'uscita dello stadio finale può così essere prelevata dal conduttore centrale dello spezzone corto e dal conduttore esterno dello spezzone lungo, che funziona da trasformatore a quarto d'onda. Un piccolo condensatore variabile permette la perfetta messa a punto del sistema.

Delle proprietà delle linee di trasmissione come simmetrizzatori e trasformatori d'impedenza, verrà trattato nella lezione relativa alle antenne riceventi.

Come già stato accennato nel 1° gruppo di lezioni, il complesso radio trasmittennte audio-video utilizza un'unica antenna irradiante.

DIPLEXER

La portante a r.f. « video » prima di essere inviata all'antenna deve essere unita a quella del trasmettitore « audio » (per usufruire di una sola antenna trasmittente).

Occorre inoltre sdoppiare la linea d'uscita della portante video per alimentare separatamente i gruppi di radiatori dell'antenna super-turnstile (della quale verrà accennato più innanzi) e sfasare di 90° una delle due correnti, per ottenere l'effetto di polarizzazione orizzontale.

Al primo scopo serve ottimamente un circuito duplicatore o « diplexer » a ponte, che permette anche di eliminare qualsiasi effetto di retroazione reciproca tra i trasmettitori.

Lo schema equivalente del diplexer è quello di un ponte bilanciato (fig. 40) in cui la tensione audio ai capi del trasmettitore video è nulla e viceversa. Le reattanze si realizzano gene-

ralmente con tronconi di linee coassiali di lunghezze diverse, inferiori a $\lambda/4$ che costituiscono vere e proprie capacità o induttanze.

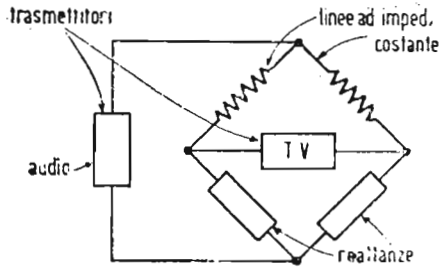


Fig. 40. — Schema equivalente di un « diplexer ».

E' noto infatti che uno spezzone di linea coassiale si comporta come reattanza induttiva o capacitativa a seconda della sua lunghezza rispetto al quarto d'onda e della sua terminazione (se aperta o in corto circuito). Nel nostro caso anche il conduttore esterno dello spezzone di linea deve essere isolato e messo a terra attraverso una linea di quarto d'onda. L'induttanza

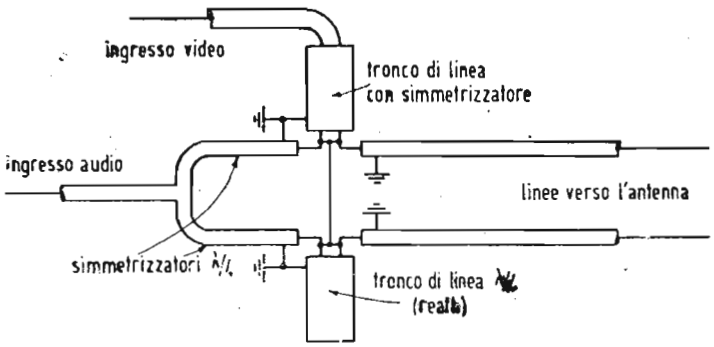


Fig. 41. — Schema pratico di un « diplexer » G.E.

o la capacità in serie del « diplexer » sono normalmente costituite da porzioni di linee coassiali opportunamente sistemate.

Un semplice tipo di « diplexer » a ponte è quello realizzato dalla General Electric nei suoi impianti (fig. 41); esso riproduce fedelmente lo schema del ponte bilanciato precedentemente descritto, però ne esistono altri tipi, tutti basati sullo stesso principio.

L'ANTENNA TRASMITTENTE

Le antenne per trasmettitori TV, a differenza di tutte le altre che sono strettamente sintonizzate su una sola frequenza, devono poter irradiare con uguali caratteristiche l'intera ban-

da del canale TV, cioè devono presentare entro tale banda l'impedenza costante, uguale a quella della linea di trasmissione.

A seconda che l'elemento irradiante (dipolo) dell'antenna, venga sistemato orizzontalmente o verticalmente (in cima ad una torre supporto) si ottiene un'emissione radio, polarizzata orizzontalmente o verticalmente.

Non vi sono motivi tecnici d'importanza capitale per preferire l'una o l'altra delle due polarizzazioni. Infatti mentre l'Inghilterra adotta per le sue trasmissioni TV la polarizzazione verticale, l'America, la Francia e l'Italia, hanno adottato la polarizzazione orizzontale.

E' pero accertato che:

a) Nelle aree di servizio cittadine ove abbondano le strutture edilizie longilinee verticali le emissioni polarizzante verticalmente sono più facilmente riflesse e reirradiate (generano quindi immagini riflesse).

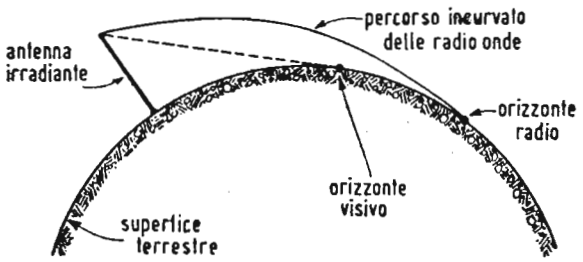


Fig. 42. — Estensione della portata ottica per diffrazione.

b) I disturbi provenienti dai circuiti di accensione dei motori d'automobili sono più facilmente captati da antenne (dipoli) riceventi verticali (polarizzazione verticale).

c) Le antenne riceventi (dipoli) orizzontali (polarizzazione orizzontale) sono in complesso più efficienti di quelle verticali (polarizzazione verticale).

Per queste ed altre meno determinanti considerazioni, la polarizzazione orizzontale delle emissioni radio-televisive è preferita nei rispetti di quella verticale. Come già è stato accennato la polarizzazione orizzontale viene prescritta nello standard TV europeo proposto dal C.C.I.R. e adottato dall'Italia.

Dai principi di radiotecnica noi sappiamo che l'energia irradiata da un singolo dipolo eccitato a radio frequenza si propaga in tutte le direzioni dello spazio libero circostante generando in un qualsiasi punto ad una distanza determinata un campo elettromagnetico determinato.

Si suppone peraltro che si tratti di radio frequenze superiori

ai 40 MHz, generalmente adottate per le trasmissioni televisive per due principali motivi:

a) Grande ampiezza della banda delle frequenze modulanti (da 3 a 8 MHz).

b) Esclusione di possibili riflessioni degli strati superiori ionizzati dell'alta atmosfera.

Queste radio frequenze sono quindi caratterizzate da una propagazione quasi ottica, nel senso che si estendono sulla superficie terrestre, in assenza di ostacoli conduttori o semi-conduttori sul loro cammino, sino all'orizzonte di tangenza alla curvatura della terra.

Ne deriva che tale orizzonte a portata massima sarà tanto più ampio, quanto maggiore sarà l'altezza dal suolo del dipolo trasmittente.

Si dimostra che ad una distanza D dal dipolo trasmittente il campo elettromagnetico sarà:

$$F = \frac{60 \pi H I}{\lambda D} \text{ in volt per metro} \qquad [9]$$

ove:

H è l'« altezza efficace » del dipolo;

I è la corrente circolante uguale a $\sqrt{W/R}$ in cui la W è la potenza irradiata, R è la resistenza di irradiazione λ è la lunghezza d'onda.

Nel caso di un dipolo in mezz'onda si ha:

$$H = \frac{\lambda}{2} \text{ ed } R = 73 \text{ ohm}$$

la relazione precedente diviene allora in tal caso:

$$F = \frac{7 \sqrt{W}}{D} \qquad [9']$$

Da essa risulta che l'intensità di campo è inversamente proporzionale alla distanza e direttamente proporzionale alla radice quadrata della potenza irradiata.

La propagazione delle onde cortissime in prossimità della superficie terrestre non è peraltro assolutamente rettilinea. A causa delle variazioni di densità, particolarmente in aria umida,

le radioonde sono deflesse verso la superficie terrestre (rifrazione) in modo che l'orizzonte ottico sopra menzionato viene allargato (fig. 42). Questo effetto può essere computato supponendo la propagazione rettilinea, ma per un raggio terrestre k volte più lungo di quello reale (fig. 43). Si avrà cioè:

$$(k\,R)^2 + D^2 = (kR + h_1)^2$$

da cui:

$$D^2 = 2\,k\,R\,h_1 + h_1^2$$

e poichè h_1 è trascurabile rispetto a kR ne consegue:

$$D = \sqrt{2k\,h_1\,R}$$

se si assume $k = 1{,}33$ e $R = 6.370.000$ m, si avrà:

$$D = 4{,}1 \times 10^3 \sqrt{h_1} \qquad [10]$$

Nel caso poi che il punto ricevente non sia al livello del suolo, ma ad una altezza h_2, la distanza massima diviene:

$$D = 4{,}1 \times 10^3 \left[\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}\right] \qquad [11]$$

Si è visto che l'energia irradiata da un semplice dipolo trasmittente si propaga sfericamente in tutte le direzioni. L'energia

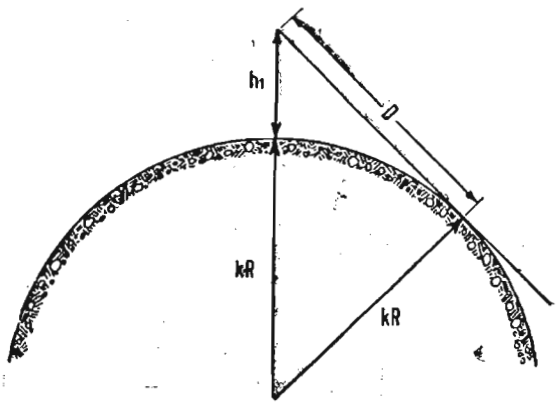


Fig. 43. — Distanza ottica di propagazione di una radioonda.

utile agli effetti della ricezione pratica è solamente quella che si irradia orizzontalmente tangenzialmente al suolo.

Sarebbe pertanto desiderabile che l'antenna trasmittente potesse concentrare l'energia irradiata entro una specie di disco o focaccia schiacciata orizzontalmente anzichè tutt'intorno sfe-

ricamente. Ciò si può ottenere accoppiando parecchi dipoli in speciali combinazioni scaglionate in altezza.

Una tipica disposizione a « crocera » (turnstile) costituita da una serie di dipoli orizzontali sovrapposti a distanza (1/2) λ e disposti successivamente ad angolo retto (incrociati).

Tale disposizione è necessaria a causa del diagramma di radiazione del dipolo orizzontale che, come vedremo trattando delle antenne riceventi, è minimo nel senso assiale del dipolo stesso.

Inoltre, nell'antenna « turnstile » tutti i dipoli alterni paralleli sono eccitati con un ritardo di 90° su quelli alterni interposti, ad angolo retto. Ciò è ottenuto alimentando le due serie di dipoli con due linee di trasmissione una delle quali comprende un tratto ritardatore (fig. 44).

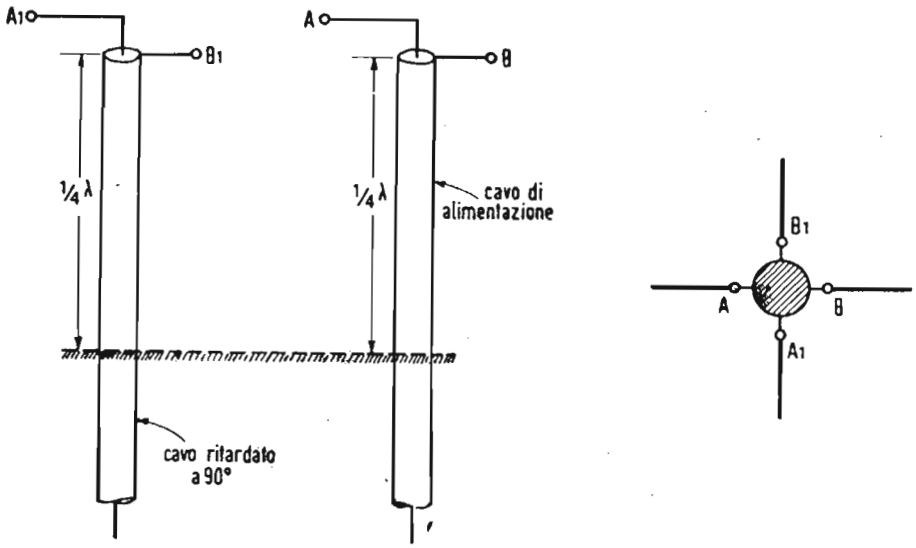


Fig. 44. — Alimentazione di un'antenna a « crocera » (turnstile).

La necessità di ritardare di 90° la fase delle correnti inviate a uno dei radiatori dell'aereo, per ottenere l'effetto di polarizzazione circolare, è stata superata con l'introduzione di un tronco di linea contenente un dielettrico speciale a bassa perdita, che presenta minor velocità di propagazione per le correnti a r.f. e provoca quindi il ritardo desiderato.

Infatti la soluzione che secondo la logica sembrerebbe più semplice, di allungare cioè uno dei cavi coassiali di un tratto pari a λ/4, non è attuabile perchè il ritardo di 90° avverrebbe solo per una frequenza mentre le altre del canale sarebbero diversamente ritardate, dando luogo a sfasamenti molto diversi.

Con il dielettrico, che riduce la velocità di propagazione secondo il valore della frequenza, si ottiene invece un ritardo

sempre costante che ne permette appunto l'uso in TV.

Il tronco ritardatore è generalmente installato a poca distanza dal « diplexer », ma la sua interzione non è critica. E' invece assolutamente indispensabile che i percorsi delle due linee che escono dal « diplexer » e vanno ai radiatori, siano del tutto uguali come lunghezza e come tracciato, per eliminare qualsiasi ulteriore variazione di fase nelle correnti r.f.

Accade talvolta che a causa della particolare postazione del trasmettitore nei rispetti dell'area da servire, convenga dirigere l'energia irradiata verso determinate zone. Ciò si ottiene adottando delle speciali antenne direttive costituite da vari gruppi di dipoli scaglionati in altezza per concentrare l'energia verso il suolo: i vari gruppi di dipoli sono poi opportunamente orientati in senso azimutale onde dirigere l'energia verso la voluta direzione (figg. 45 e 46).

Si verrà in tal modo a creare in un determinato punto dell'area servita un'intensità di campo superiore a quella creata da un semplice dipolo. Il rapporto fra questi due valori di campo elettromagnetico in quel dato punto, rappresena il cosiddetto « guadagno » dell'antenna che si misura in decibel (dB).

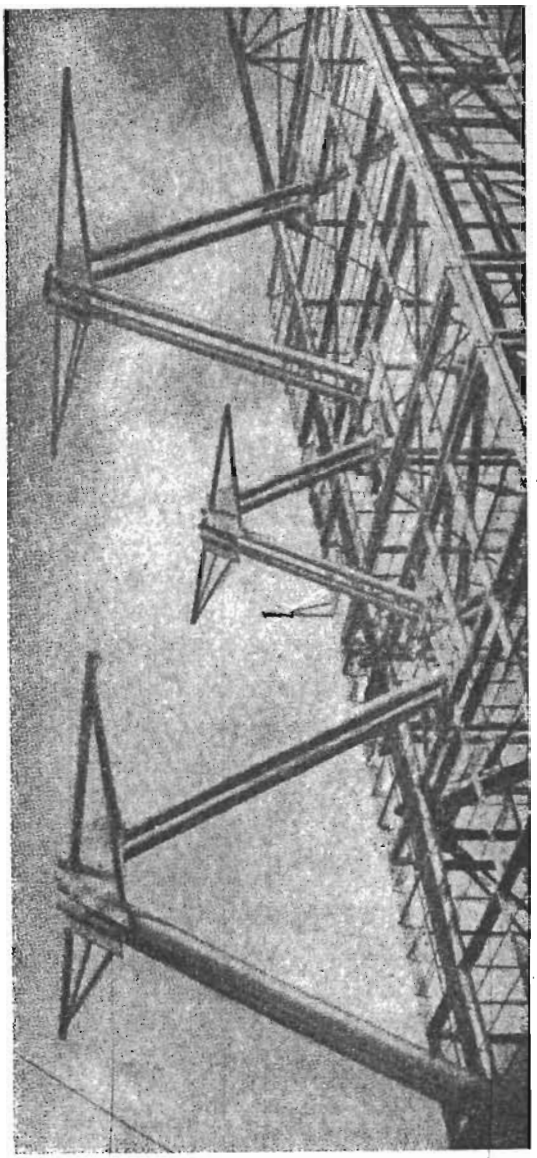


Fig. 45. — Elementi di antenna RCA (Super-gain) direzionale ad alto guadagno.

Per questo stesso motivo è oggi invalso l'uso di attribuire ai trasmettitori una potenza irradiata fittizia (E.R.P. = effective radiated power) in relazione al guadagno dell'antenna. In altre parole la potenza di un trasmettitore associato ad un'antenna ad

elevato guadagno è riportata a quella di un trasmettitore fittizio che alimentando un'antenna a semplice dipolo crea in un determinato punto la stessa intensità di campo.

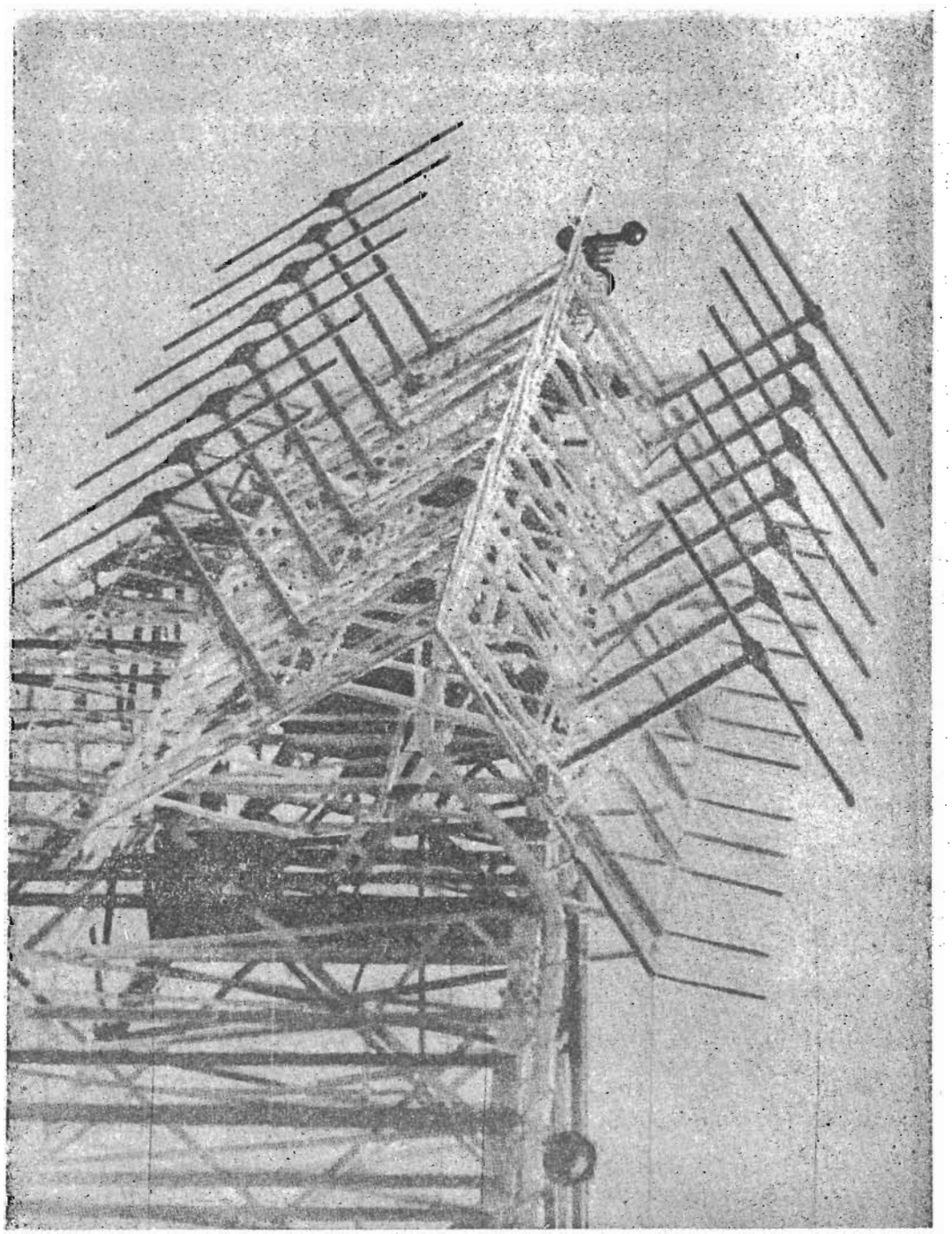


Fig. 46. — L'antenna direzionale ad alto guadagno, Rhode e Schwartz, del trasmettitore video del M. Penice - R.A.I.

Ad esempio il trasmettitore del Penice da 10 kW collegato all'antenna rappresentata in fig. 46, irradia una potenza equivalente a 120 kW.

Un'alta caratteristica importante delle antenne per televisione è quella di presentare una resistenza di radiazione (o meglio

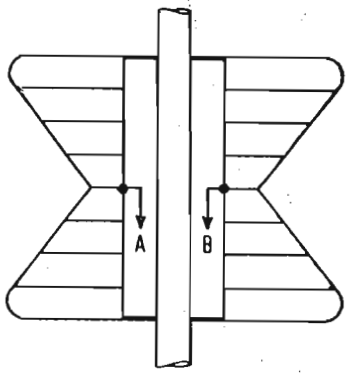


Fig. 47. — Elemento di antenna a larga banda (Super-turnstile).

una impedenza) praticamente costante entro la larga banda delle modulazione video. Lo studio teorico del comportamento delle antenne TV a larga banda indica che tali antenne devono presentare il minimo valore $\sqrt{L/C}$.

La variazione d'impedenza è tanto più piccola quanto minore è l'induttanza e maggiore la capacità, da cui ne deriva che tra due antenne di uguale lunghezza, quella che ha il diametro più grande presenta una minore variazione di impedenza al variare della frequenza. Infatti le antenne a larga banda sono basate sostanzialmente sul concetto costruttivo di larghe dimensioni trasversali, in modo da avere un'induttanza per unità di lunghezza molto piccola ed una capacità molto grande.

Un tipico esempio è l'antenna « super turnstile » che è costituita da gruppi di radiatori con forma speciale, come da fig. 47. Gli elementi sono eccitati nel loro punto intermedio ed hanno le stesse proprietà direttive del dipolo. L'antenna « super turnstile » si ottiene montando i radiatori a coppie ortogonali e alimentando con correnti sfasate tra di loro di 90°. Si ricava così un campo rotante polarizzato orizzontalmente, che dà i risultati voluti, come stabiliscono le norme dello standard.

Si è visto inoltre che per ottenere una propagazione in direzione orizzontale schiacciata si usano più coppie di elementi sovrapposti (fig. 48) distanti fra loro una mezza lunghezza d'onda.

L'impedenza d'entrata di ciascun elemento radiante è di 75 ohm e la banda di frequenza del canale televisivo di 7 MHz è irradiata con intensità a ± 1,5 dB.

Il guadagno di potenza della « super turnstile » è di 4,24 per ogni elemento quadruplo nei rispetti di un semplice dipolo. Un sistema per aumentare la larghezza di banda di un'antenna è quello di inserirvi in parallelo all'ingresso un compensatore formato da un circuito accordato a caratteristiche complementari di quelle dell'antenna. Così se in parallelo ai morsetti di alimentazione di una antenna inseriamo un tratto di linea lungo λ/4 e chiuso all'esterno di corto circuito come in fig. 50 otterremo

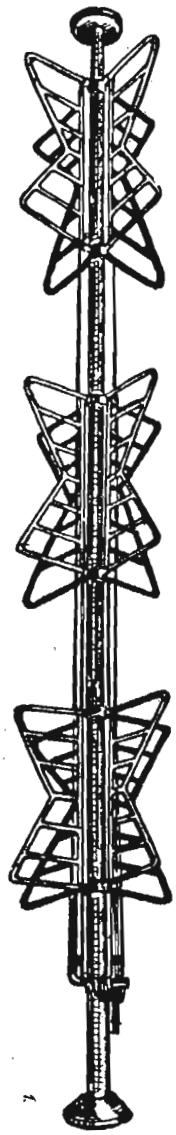


Fig. 48. — Antenna TV tipo « Super-turnstile ».

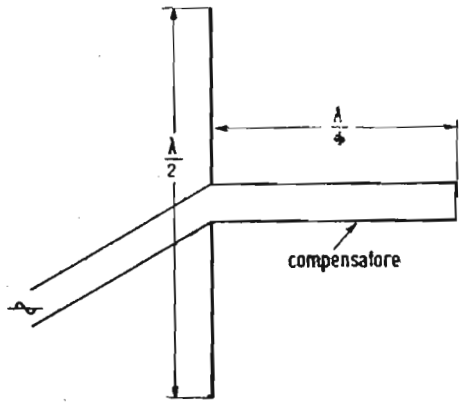


Fig. 50. — Circuito compensatore di antenna a larga banda.

che per la frequenza di accordo questo presenterà un' impedenza capacitativa che compenserà in certo qual modo l'impedenza di ingresso dell'antenna nei riguardi della linea. Un circuito compensatore non potrà certo trasformare un'antenna a banda stretta in un'antenna a larga banda, ma può sensibilmente aumentare la larghezza di banda di un'antenna. Circuiti di tale tipo sono relativamente molto usati per aumentare la larghezza di banda di un'antenna.

VIDEO COLLEGAMENTI CON PONTI RADIO E CAVI COASSIALI

La trasmissione a distanza di correnti video per collegare ad esempio gli impianti di ripresa con i trasmettitori o per costituire una rete in relè, allacciata a determinati centri di generazione programmi, richiede mezzi tecnici che permettono di superare le difficoltà dovute alla larga banda da trasmettere.

La possibilità di effettuare allacciamenti con le necessarie caratteristiche facilita molto lo sviluppo della TV, in quanto la limitata portata, dovuta alla propagazione ottica delle onde metriche, limiterebbe la diffusione di un determinato programma alla sola zona servita da un trasmettitore. Un facile collegamento a distanza permette invece l'ampliamento del servizio a varie zone, per mezzo di trasmettitori ripetitori installati in punti geograficamente adatti ad una migliore irradiazione.

Servono allo scopo tanto i collegamenti effettuati con ponti-radio quanto quelli ottenuti con cavi coassiali a larga banda; in America anzi i due sistemi si integrano a vicenda.

Si chiamano comunemente « ponti-radio » o « cavi hertziani » i collegamenti fra due punti fissi effettuati mediante fasci direttivi di onde hertziane e adoperati nella tecnica delle comu-

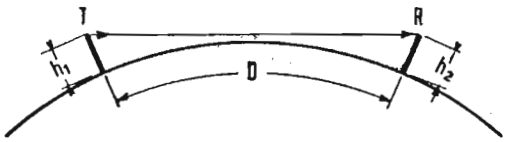


Fig. 51. — Distanza ottica di collegamento fra stazioni di un ponte radio.

nicazioni. Le onde più usate nei ponti radio sono le ultracorte o le microonde perchè presentano notevoli vantaggi quali:

a) la possibilità di utilizzare moltissimi canali, grazie alle ampie bande di frequenza disponibili;

b) minimi disturbi dovuti ad atmosferici od interferenze, specie nei ponti utilizzanti modulazione di frequenza.

c) la possibilità di installare antenne totalmente direttive, col vantaggio del risparmio di potenza e di una parziale segretezza nelle comunicazioni.

Le onde cortissime però hanno l'inconveniente di avere una portata ottica, cioè una portata non superiore a quella ricavata dalla formula:

$$D = 4100 \left(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2} \right) \qquad [12]$$

ove D, h_1 e h_2 rappresentano rispettivamente la distanza massima del collegamento (fig. 51), l'altezza dell'antenna trasmittente e quella dell'antenna ricevente, espresse in metri. La portata tuttavia può essere aumentata anche a centinaia di chilometri.

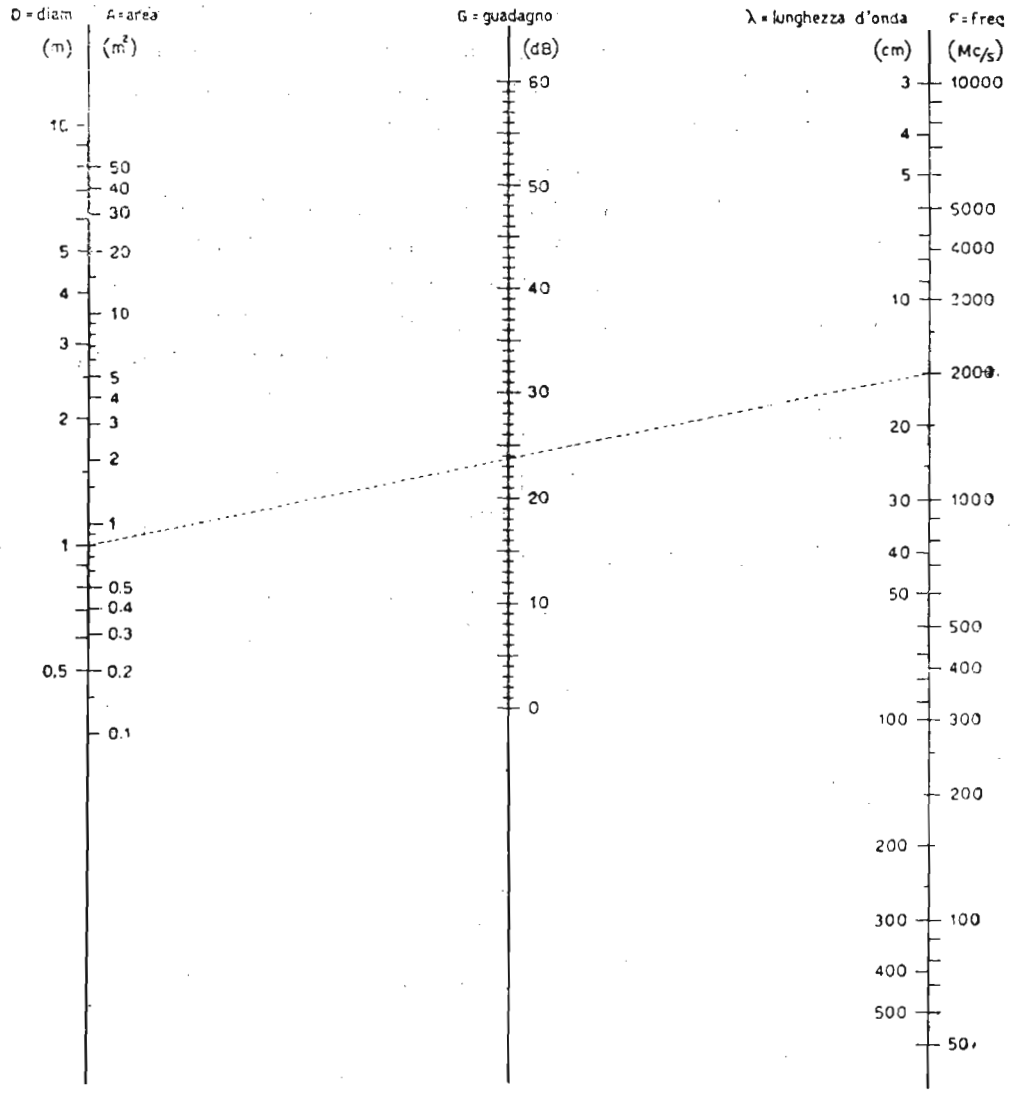


Fig. 52. — Abaco per il calcolo del guadagno delle antenne impiegate nei ponti radio. (Dalla pubblicazione SIRTI - Collegamenti TV).

installando le antenne su torri o su vette di alte montagne, senza ostacoli intermedi. (Diagramma fig. 52).

In televisione i ponti radio o ponti televisivi sono venuti a costituire parte integrante delle installazioni tecniche. Impianti di tal genere sono in servizio regolare in numerosi collegamenti televisivi.

Gli stessi ponti sono poi adoperati con praticità per collegare gli studi di ripresa con i trasmettitori e infine per trasmettere avvenimenti di attualità o sportivi, dove si usano impianti portatili.

Il collegamento con ponte radio si ottiene genericamente

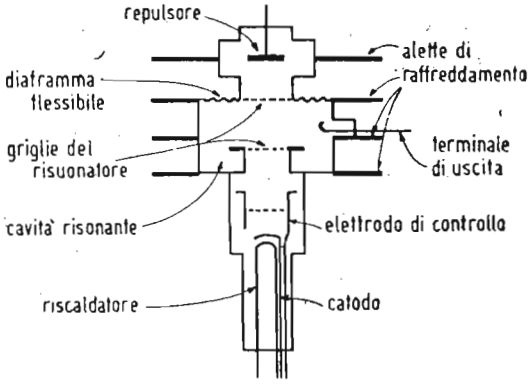


Fig. 53. — Sezione schematica di un Klystron-reflex.

per mezzo di antenne fortemente direttive e per raggiungere meglio lo scopo si adoperano quasi sempre lunghezze d'onda centimetriche; inoltre, per poter avere il massimo rapporto segnale-disturbo, è consigliabile usare la modulazione di frequenza.

Si usano talvolta anche onde metriche, come ad esempio si

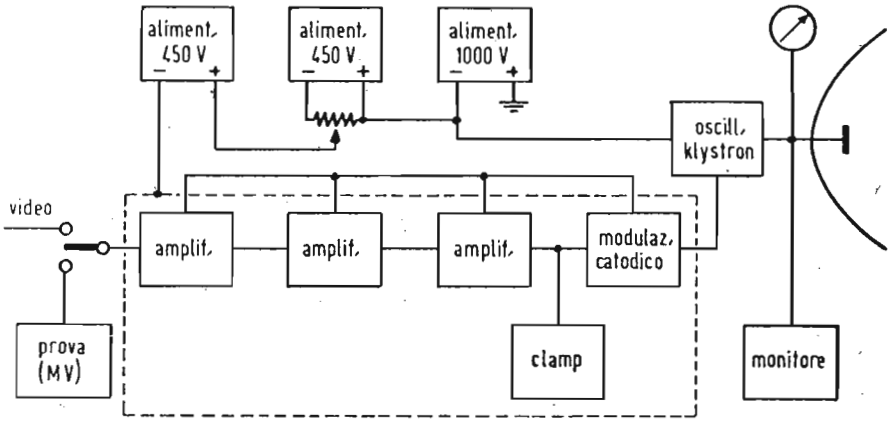


Fig. 54. — Schema di principio di un trasmettitore G.E. per ponte radio a 2000 MHz.

verifica nell'impianto R.A.I. che collega Milano con Roma con ripetitori al Monte Beigua, Monte Serra, Monte Peglia.

Prima di descrivere sommariamente un ponte radio a microonde sarà necessario dare qualche cenno illustrativo sul « Klystron ».

Come è noto, il « Klystron » è un tubo a modulazione di velocità, che comprende un sistema generatore di elettroni (cato-

do, cilindro concentratore, anodo a tensione costante), un sistema modulatore, costituito da una cavità risonante (attraverso la quale gli elettroni vengono accelerati o ritardati, cioè modulati in velocità), una camera di transito (nella quale la modulazione di velocità si trasforma in modulazione di densità), e infine un secondo risuonatore parziale (nel quale gli elettroni cedono la loro energia inducendovi la tensione oscillante, prelevata poi in parte per comandare il primo risuonatore e in parte per l'utilizzazione).

Le pareti piane e parallele dei risuonatori, forate per il passaggio degli eletroni, costituiscono il sistema delle griglie della cavità modulatrice e quello delle griglie d'uscita.

Il « Klystron reflex » (fig. 53) ha una sola cavità risonante ed un sistema di griglie, al di là del quale vi è un elettrodo di

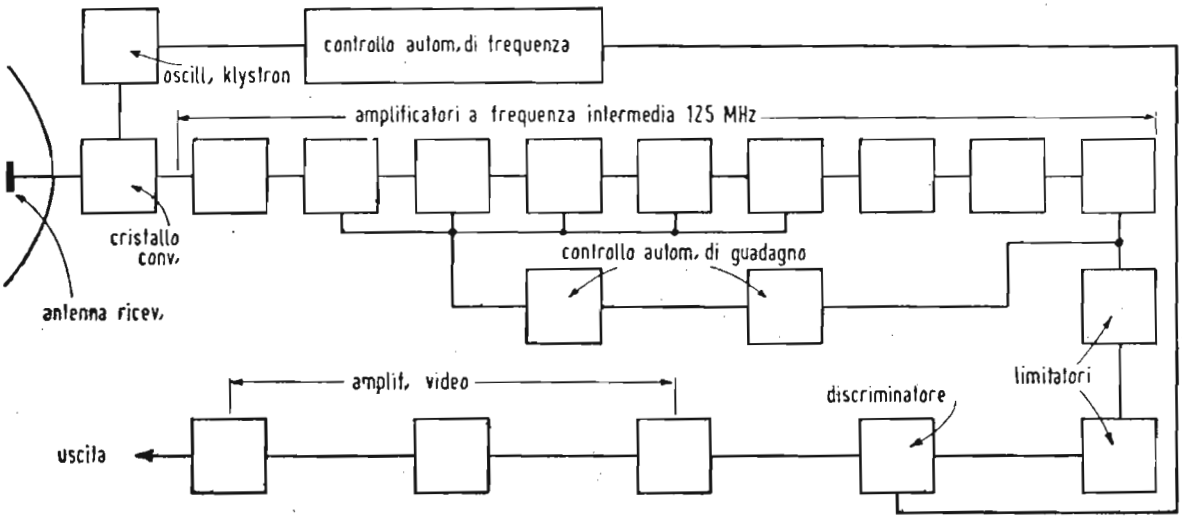


Fig. 55. — Schema di principio di un ricevitore G.E. per ponte radio a 2000 MHz.

riflessione (repulsore) sottoposto a tensione di valore tale da respingere gli elettroni, che sono così di nuovo rinviati nella cavità ove si trova pure il terminale d'uscita.

I ponti radio a microonde per televisione sono ormai entrati nella fase di normale produzione in serie e tutti i tipi esistenti sul mercato internazionale offrono ottime garanzie circa la stabilità di frequenza, la praticità e la facilità di esercizio, sebbene la prima installazione e la messa a punto siano abbastanza critiche e complesse.

Il funzionamento non richiede un controllo continuo e addirittura, in certi collegamenti a relè, si approntano complessi

ripetitori a funzionamento automatico. E' tuttavia indispensabile che le varie apparecchiature di alimentazione e controllo possano venire disposte in locale protetto dalle intemperie ed in luogo accessibile, mentre invece le antenne, il trasmettitore e talvolta anche il ricevitore, devono essere installati al di sopra di ogni ostacolo naturale o artificiale per assicurare un perfetto collegamento.

Descriveremo brevemente un trasmettitore a 2000 MHz di costruzione General Electric.

Il trasmettitore, montato in apposito mobile metallico mantenuto a temperatura costante (56° ± 2), comprende un « Klystron reflex » come oscillatore, modulato nel repulsore da un modulatore a tre stadi di amplificazione video e un diodo per la restituzione della componente continua (fig. 54).

Il modulatore è collegato al repulsore con accoppiamento catodico; la componente continua è applicata alla griglia dello stesso tubo. Il segnale video, che è applicato al modulatore, provoca una modulazione di frequenza sull'uscita del « Klystron ».

Le tensioni anodiche sono fornite da tre separati alimentatori stabilizzati, rispettivamente per tensioni di 1000 V, 450 V e 450 V, questi ultimi due in serie al primo, servono per l'alimentazione del repulsore; essi sono montati su apposito telaio contenente anche l'alimentatore del modulatore a 400 V. I circuiti regolatori sono del tipo normale in serie e la regolazione avviene con largo margine. Il complesso comprende pure un regolatore a dente di sega con frequenza pari a quella di riga usato per le prove, e un doppio circuito con rivelatori a cristallo per lo strumento indicatore d'uscita e per il controllo.

L'antenna è costituita da un normale dipolo posto nel fuoco di un riflettore parabolico di m 1,80 di diametro e collegato con breve linea coassiale da 50 ohm al trasmettitore; davanti al dipolo un piccolo riflettore impedisce la propagazione diretta delle onde.

Anche gli apparecchi riceventi richiedono un'antenna direttiva analoga a quella trasmittente. Il segnale in arrivo viene mescolato con la frequenza generata da un oscillatore locale con « Klystron » in un circuito a cavità risonante e rivelato da cristallo al germanio (fig. 55). La frequenza intermedia così ottenuta (di circa 125 MHz nel ricevitore General Electric descritto) è inviata a un amplificatore con 9 stadi a circuiti accordati, seguiti da due limitatori e infine è discriminata in un normale rivelatore per MF. Il segnale video che ne è ricavato è succesiva-

mente amplificato in 2 stadi ed esce con accoppiamento catodico su 75 ohm di impedenza.

Gli stadi a frequenza intermedia danno una banda passante di 15 MHz; pertanto l'apparecchiatura permette di ricevere tutta la banda di frequenza da 0 a 7,5 MHz. Il segnale d'uscita fra picco e picco è di 2 V ± 0,5 V. Il ponte radio della General Electric raggiunge portate anche dell'ordine di 75 - 80 km, però per tali distanze, fra l'asse ottico delle due antenne, trasmittente e ricevente, non si devono trovare ostacoli a meno di 50 metri dalla congiungente geometrica.

Il nomogramma di fig. 56 (vedi pag. seguente) dà l'attenuazione del segnale a propagazione ottica in funzione della frequenza e della distanza delle due stazioni trasmittente e ricevente.

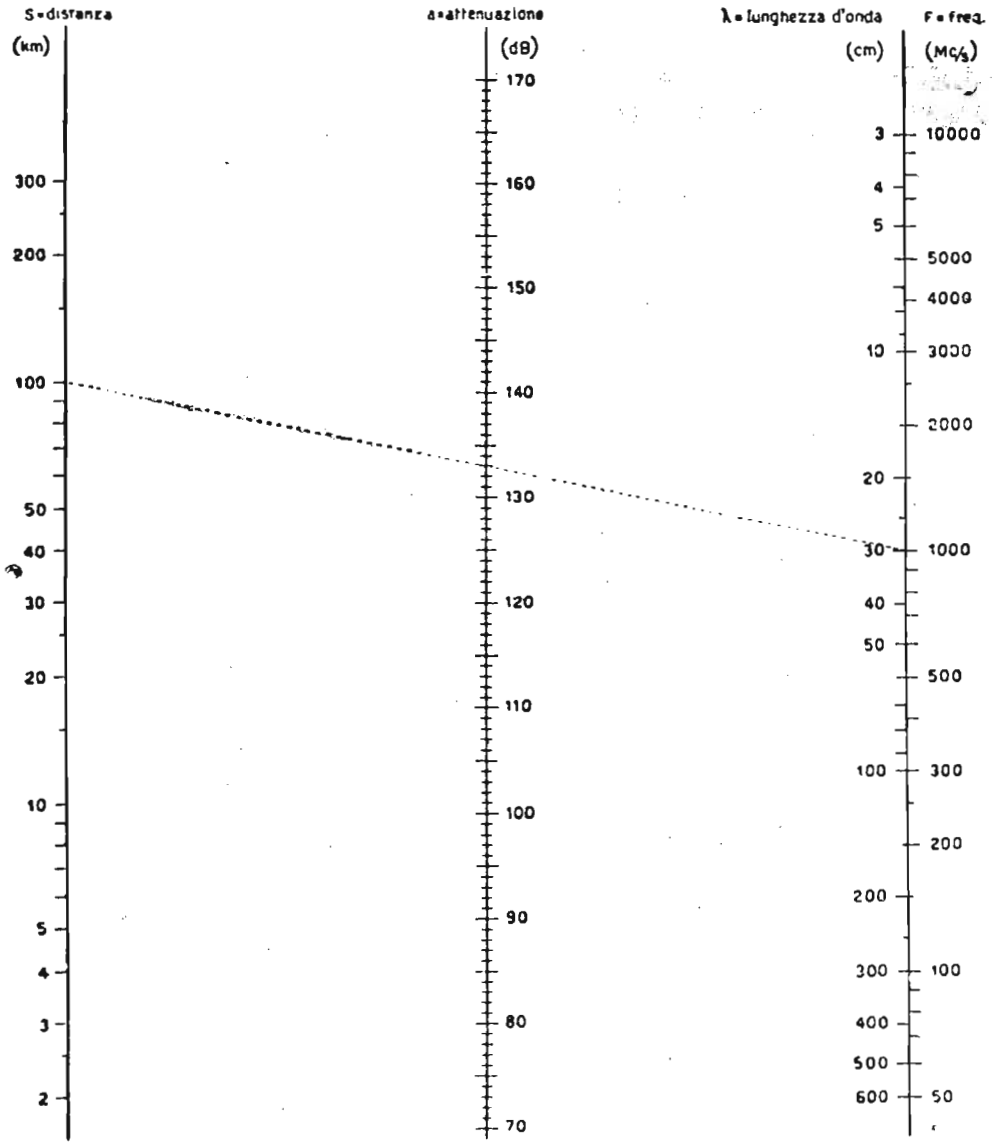


Fig. 56. — Abaco per il calcolo dell'attenuazione fra due stazioni (trasmittente e ricevente) di un ponte radio, supposte le antenne di uguale guadagno.

(Dalla pubblicazione SIRTI - Collegamenti TV).

COLLEGAMENTO FRA LO STUDIO ED IL TRASMETTITORE TV

Quando la distanza fra lo studio ove si genera il programma ed il trasmettitore supera il km, il collegamento fra questi due elementi deve essere fatto con un ponte radio. Di questo importantissimo mezzo si aggiunge qui qualche considerazione a quelle già esposte nel paragrafo precedente.

Circa la scelta delle frequenze si tengano presenti le seguenti considerazioni: le onde centimetriche permettono la facile realizzazione di antenne ad alto guadagno direttivo ed escludono molte possibilità di riflessione, ma subiscono forti attenuazioni da parte degli agenti atmosferici. Le onde metriche sono meno attenuate, ma non presentano i suddetti vantaggi delle onde centimetriche. La facilità di trasmissione di una larga banda cresce con la frequenza portante, specie se la modulazione è di frequenza, il che conduce ad adottare frequenze altissime. Coi tubi klystron sono da preferirsi le frequenze fra i 1000 e i 2000 MHz; tali onde si propagano rettilineamente e la loro portata è quella ottica. Si può contare su portate fino a 300 km a seconda delle condizioni orografiche della zona fra le stazioni terminali del ponte radio.

Il calcolo della potenza del trasmettitore si esegue con la seguente relazione, dove tutti gli elementi sono riportati in dB riferiti a 1 mW allo scopo di poterli sommare:

$$P = A + K + R + M - (G + P_r + \eta) \text{ dB}$$

in cui:

P = potenza di emissione.

A = attenuazione subita dal segnale nel percorso dal trasmettitore al ricevitore.

K = rapporto segnale disturbo; > 40 dB.

R = coefficiente di rumorosità del ricevitore; uguale in media a 10 dB.

M = potenza minima di sicurezza per garantire una ricezione stabile; in media vale 15 dB.

G = guadagno dell'antenna trasmittente direttiva, rispetto ad un'antenna circolare.

P_r = Potenza del rumore di fondo; è direttamente proporzionale alla banda B di modulazione ed alla corrente catodica del tubo finale del trasmettitore.

η = rendimento della modulazione di frequenza rispetto a quella di ampiezza (per MA, si ritiene $\eta = 1$.

Con questa formula si calcola la potenza di uscita del trasmettitore in dB rispetto a 1 mW e quindi in watt. Computando una distanza di 100 km, la frequenza di lavoro portante di 1,5 kMHz modulata in frequenza con ± 20 MHz ,posto = 25 dB il guadagno di antenna, detta formula fornisce P = 5 ÷ 10 W, potenza assai modesta, ma non per questo campo di frequenze.

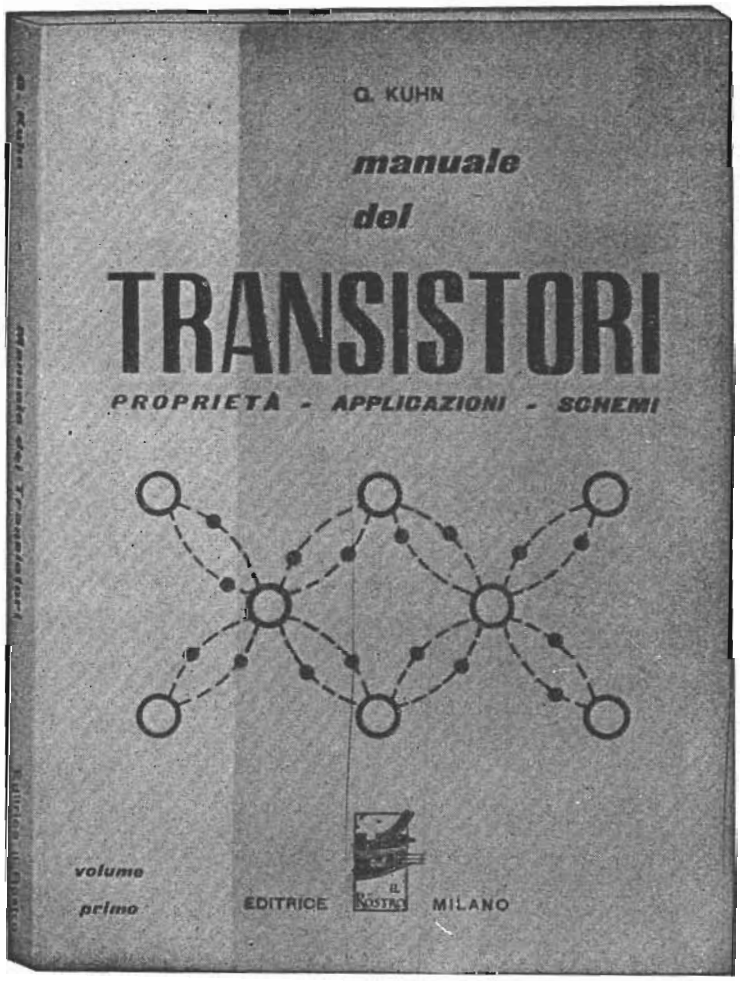
Autorizzazione del Tribunale di Milano 16-1-61 - N. 5502 del Registro
Direttore responsabile ALFONSO GIOVENE - Proprietà della Editrice Il Rostro
Distribuzione in abbonamento postale - Gruppo II
Distribuzione STE - Milano

GUSTAVO KUHN

MANUALE DEI TRANSISTORI

Volume di pagg. VIII — 194

formato 15,5 x 21 cm.; con 90 figure e 45 schemi di applicazione



Prezzo

Lire 2.300

CORSO
TEORICO - PRATICO DI
TELEVISIONE

DISPENSA

N. 23

SOMMARIO

LEZIONE XXXVIII:

Collegamenti con cavi coassiali — Caratteristiche dei cavi coassiali, dimensioni — Impedenza caratteristica — Velocità di propagazione — Attenuazione — Sistema di trasmissione lungo il cavo coassiale — La trasmissione del segnale video — Apparecchiature di linea.

LEZIONE XXXIX:

Ricevitori televisivi — Generalità — Domande alle quali l'allievo deve rispondere — Domande e risposte su argomenti trattati nelle lezioni XXXV; XXXVI; XXXVII; XXXVIII; XXXIX (dispense 21, 22 e 23).

TUTTI I DIRITTI RISERVATI ALLA
EDITRICE IL ROSTRO - MILANO

TIPOGRAFIA EDIZIONI TECNICHE - MILANO - VIA BALDO DEGLI UBALDI, 6

LEZIONE XXXVIII

COLLEGAMENTI CON CAVI COASSIALI

I cavi coassiali come è noto, sono costituiti da linee a due conduttori concentrici. Il conduttore interno è mantenuto nel centro del cilindro esterno mediante isolatori di materiale a

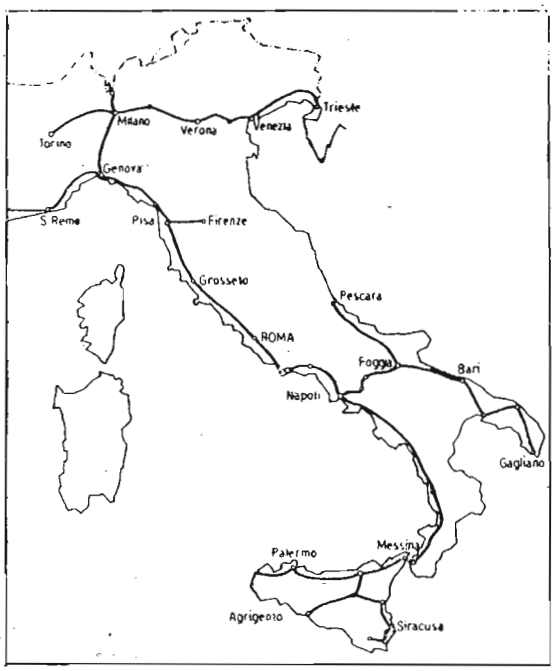


Fig. 57. — La rete italiana di cavi coassiali.

minime perdite (come per esempio il polietilene) e assai distanziati per poter supporre che il dielettrico del cavo sia l'aria.

I cavi coassiali costituiscono le migliori linee a r.f., con impedenza costante, utilizzate nei collegamenti fra trasmettitori ed antenna; sono inoltre usati per collegamenti a grande distanza nella telefonia multipla in alta frequenza e per la trasmissione di programmi radiofonici o televisivi.

Questi cavi, con opportuni amplificatori, ripetitori automatici, a brevi intervalli, permettono la trasmissione di una larga banda di frequenze (in taluni casi fino a 30 MHz), senza apprezzabile distorsione.

L'attuale tecnica delle telecomunicazioni ha dato un notevole sviluppo a questo nuovo genere di installazioni ed infatti in molte nazioni sono in esercizio, o sono in corso di costruzione, nuovi impianti per l'ampliamento delle reti telefoniche e televisive utilizzanti questi cavi.

Anche in Italia è prevista una dorsale tirrenica da Ventimiglia a Trapani con diramazioni da Genova a Milano, da Pisa a Firenze e da Napoli a Bari e Lecce (fig. 57). Una seconda linea è pure prevista da Torino a Venezia. Quando questa rete, già in corso di attuazione (1953) sarà funzionante, oltre all'evidente potenziamento dei servizi telefonici, si potrà disporre di ottimi collegamenti per i futuri servizi televisivi integrati eventualmente con ponti radio.

In un cavo coassiale del tipo di quello posato in Italia si potranno realizzare su ogni tubo (viene così chiamato in gergo tecnico) 1600 conversazioni telefoniche contemporanee, od un canale di TV (5 MHz).

CARATTERISTICHE TECNICHE DEI CAVI COASSIALI DIMENSIONI

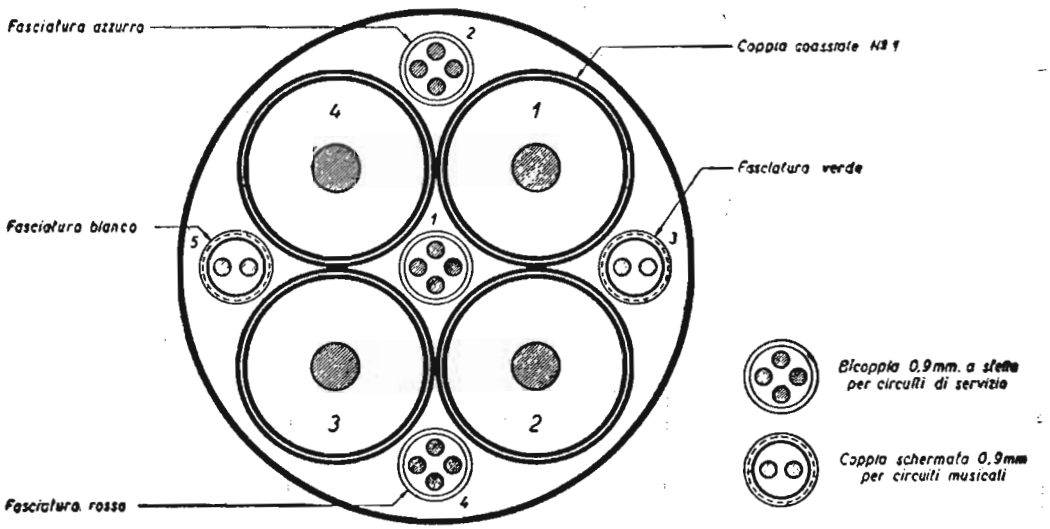


Fig. 58. — Costituzione del cavo coassiale italiano. Le coppie telefoniche sistemate attorno ai 4 tubi coassiali (2 per una direzione e 2 per la direzione opposta) vengono impiegate per circuiti musicali e per circuiti di servizio.

Il tipo di coppia coassiale normalizzato negli Stati Uniti di America e raccomandato dal C.C.I.F. per l'Europa ha, come si è già visto, un diametro del conduttore interno di 2,6 e un diametro interno del cilindro esterno di 9, 4 mm con spessore di 0,25 mm. Il rapporto fra i due diametri è quindi di 3,6 che è la proporzione che assicura la minima attenuazione alle elevate frequenze. Esiste infatti, a pari diametro del conduttore esterno, un rapporto ottimo col diametro del conduttore interno, che assicura la minima attenuazione. Alle frequenze elevate questo rapporto è praticamente indipendente dalla frequenza ed è appunto di 3,6 se i due conduttori hanno uguale conducibilità e le perdite dielettriche sono trascurabili.

IMPEDENZA CARATTERISTICA

L'impedenza caratteristica ad alta frequenza di una coppia coassiale varia inversamente con la radice quadrata della costante dielettrica del cavo; dipende inoltre dal rapporto dei diametri dei due conduttori e non dalle loro dimensioni assolute. Con un rapporto di 3,6 e isolante costituito prevalentemente da aria, l'impedenza caratteristica risulta di circa 75 Ω.

VELOCITA' DI PROPAGAZIONE

In conseguenza della piccola quantità di isolante solido in confronto con l'aria la costante dielettrica del cavo supera quella dell'aria di solo il 7%, per cui la velocità di propagazione è all'incirca 0,965 di quella della luce. Il ritardo di fase è quindi molto piccolo e, siccome la velocità di propagazione è con buona approssimazione costante alle alte frequenze, esso è pressochè lineare con la frequenza e la sua correzione risulta semplificata.

ATTENUAZIONE

L'attenuazione del segnale lungo il cavo è data dall'espressione approssimata, valevole naturalmente per la coppia di 9,4 mm

$$\alpha = 2{,}3 \sqrt{F} + 0{,}006\ F \ \ 1\ \mathrm{dB/km}$$

dove α è l'attenuazione a 15°C in dB/km e F la frequenza in MHz.

SISTEMA DI TRASMISSIONE LUNGO IL CAVO COASSIALE

E' noto il principio in base al quale più canali telefonici possono venire simultaneamente trasmessi su uno stesso mezzo. Ciascun canale del sistema viene modulato con una frequenza opportuna, diversa per ognuno di essi, e portato così ad occupare una determinata posizione nello spettro di frequenza disponibile.

Alla ricezione i vari canali del sistema vanno separati e contemporaneamente demodulati.

Se il numero dei canali da trasmettere fosse piccolo e la banda a disposizioni ampia sarebbe sufficiente con ogni canale modulare una frequenza differente e trasmettere tutti i prodotti di modulazione ricavati, cioè la portante più le due bande laterali. Alla ricezione basterebbe far precedere il rivelatore di ogni canale da un filtro passa banda che lasciasse passare la banda di frequenza di quel particolare canale e attenuasse quelle degli altri.

Allo scopo però di risparmiare spazio nello spettro di frequenza disponibile ed anche perchè la presenza delle portanti ad elevato livello è causa di inconvenienti di varia natura (interferenza fra canali, sovraccarico dei ripetitori, ecc.) è stato universalmente adottato il sistema di trasmettere una sola banda laterale delle due risultanti dalla modulazione in ampiezza, con soppressione completa della portante. Così la modulazione dal punto di vista fisico, altro non è che una traslazione, eventualmente con capovolgimento, del canale telefonico dalla frequenza vocale ad una più elevata, opportunamente scelta in relazione a quella degli altri canali e allo spettro di frequenza che il sistema può trasmettere.

La demodulazione in questo caso non è più ottenuta con processo di rivelazione, bensì tramite un'altra traslazione del canale telefonico dal punto occupato in linea al punto di partenza. Per ottenere ciò basta eseguire un'altra modulazione impiegando la stessa frequenza portante e gli stessi filtri. Questi che nel modulatore servono ad eliminare l'altra banda insieme con gli altri prodotti di modulazione indesiderati, nel demodulatore servono a separare il canale voluto dagli altri, precedentemente alla demodulazione.

Un siffatto sistema può essere usato finchè i canali non sono in numero molto grande. Quando però essi diventano centinaia, come nel sistema coassiale, non è più possibile eseguire

con un unico processo di modulazione il trasferimento di ogni canale nel punto che esso deve occupare in linea. Vi si oppongono difficoltà d'ordine pratico che si presentano nel progetto e nella realizzazione pratica dei filtri, a meno che lo spaziamento di frequenza media fra i canali non sia progressivamente aumentata al crescere della frequenza media del canale. D'altra parte non risulterebbe conveniente avere tanti tipi differenti di filtri e tanti valori di frequenze portanti quanti sono i canali telefonici da trasmettere. La difficoltà è stata superata usando diversi stadi di modulazione con un numero di canali interessati sempre crescente passando da uno stadio al successivo. Così una stessa freqquenza portante e uno stesso tipo di filtro servono per più canali specialmente nei primi stadi di modulazione e corrispondenti stadi di demodulazione.

LA TRASMISSIONE DEL SEGNALE VIDEO

Il segnale video proveniente dall'apparecchio da presa viene prima equalizzato di fase all'estremo superiore della banda indi modulato con una frequenza di 9,8 MHz ottenuta da un oscillatore a cristallo seguito da uno stadio separatore.

La modulazione viene eseguita utilizzando un dispositivo a due valvole che consente di bilanciare facilmente la portante al livello voluto per avere una certa profondità di modulazione.

Alcuni filtri disposti in serie attenuano la banda di modulazione superiore ed eliminano i residui di frequenze video.

La portante a 9,8 MHz con banda laterale fino a 6,8 MHz e ad un residuo di banda superiore fino a 10,3 MHz viene quindi modulata con una frequenza di 10,8 MHz anch'essa ottenuta come la precedente.

Il modulatore è identico al primo, in questo caso tuttavia la portante a 10,8 MHz è completamente annullata mediante bilanciamento. Al modulatore segue un filtro passa basso a ritardo costante, che sceglie la banda richiesta al disotto dei 4 MHz ed ha una punta di attenuazione a 9,8 MHz. Questa frequenza potrebbe infatti dar luogo a prodotti di intermodulazione al terminale di ricezione qualora fosse presente e subisse solo limitata attenuazione nella linea. Al filtro segue un amplificatore con impedenza di uscita di 75 Ω che può essere direttamente collegato all'amplificatore di linea.

Nel terminale di ricezione il segnale proveniente dal cavo è prima equalizzato di fase alle frequenze più basse, poi viene applicato al primo demodulatore. Questo impiega ancora la fre-

quenza portante di 10,8 MHz ed è completamente bilanciato come il corrispondente modulatore. La catena di filtri successiva a quella usata in trasmissione sceglie la banda inferiore che contiene quindi una portante a 9,8 MHz e una banda laterale fino a 6,8 MHz. All'uscita della catena di filtri il segnale viene amplificato in modo da poter alimentare un rivelatore simmetrico composto di una coppia di diodi. Una rivelazione siffatta, che sovrappone le uscite delle due bande laterali, compensa con il residuo della banda inferiore la ridotta ampiezza delle frequenze più bassa della banda superiore. Dopo il rivelatore un filtro passa basso elimina la frequenza portante a 9,8 MHz, l'amplificatore che segue dà un segnale video positivo di 1 V fra picco e picco, su 75 Ω di impedenza.

APPARECCHIATURE DI LINEA

Il compito delle apparecchiature di linea è quello di trasmettere il segnale in linea al livello voluto e riportarlo alle condizioni originarie in punti distanziati opportunamente, per compensare l'attuazione e la distorsione di fase introdotte dalla linea. I tratti di linea separati dalle stazioni contenenti le apparecchiature di linea si chiamano, come al solito, sezioni e il loro distanziamento è scelto in base a considerazioni di vario genere. Poichè i rumori dovuti a diafonia ed interferenza sono trascurabili, gli elementi che determinano il livello minimo a cui il segnale può discendere sono il rumore proprio della linea (agitazione termica della sua resistenza equivalente) e quello delle valvole amplificatrici dei ripetitori (effetto granulare) e il numero dei ripetitori che vanno posti in serie. Infatti le potenze di rumore delle sezioni successive si sommano e se si vuole che il rapporto segnale/disturbo conservi alla fine della linea un determinato valore resta determinato il livello minimo, che il segnale può raggiungere in ciascuna sezione. Il livello massimo, che è quello di uscita dal ripetitore, resta invece stabilito dalla capacità dell'amplificatore stesso e dalla necessità di non oltrepassare le condizioni di funzionamento lineare. La lunghezza di una sezione può essere così ricavata come quella che alla più alta frequenza e per la temperatura più elevata ha un'attenuazione all'incirca uguale allo scarto dei due livelli massimo e minimo. La coppia coassiale da 9,4 mm ha a 4 MHz e 15° una attenuazione di 4,7 dB per km, con variazioni di ± 0,1 dB/km dovute ad escursioni di temperatura di ± 10°C. Una sezione di 9 km ha

alla stessa frequenza un'attenuazione di 42,3 ± 0,9 dB mentre per 10 km si hanno 47 dB ± 1 dB. Questo è, con gli amplificatori attualmente in uso, il limite massimo consentito in base alle considerazioni sopradette mentre la sezione media raccomandata va dai 9 a 9,5 km.

Come è noto le frequenze più elevate vengono attenuate in misura maggiore che non le altre, con legge all'incirca proporzionale alla radice quadrata della frequenza. A 4 MHz e per 500 km di cavo, contro un'attenuazione totale di circa 2300 dB, lo scarto di attenuazione rispetto ai 60 kHz è di circa 2000 dB. Al terminale di ricezione tutte le frequenze devono però giungere con lo stesso livello onde avere un rapporto segnale/disturbo costante.

La trasmissione delle frequenze più elevate a un livello più alto viene realizzata in parte dimensionando il circuito di controreazione dell'amplificatore di linea in modo che siano maggiormente amplificate le alte frequenze, in parte progettando opportunamente il circuito di uscita dell'amplificatore stesso.

Il risultato a cui l'equalizzazione cerca di arrivare è in definitiva quello di ottenere che il guadagno totale di una sezione di linea e di un ripetitore sia zero a tutte le frequenze interessate e per qualsiasi condizione di temperatura.

La compensazione delle variazioni di temperatura viene raggiunta con un regolatore a frequenza pilota.

Ad intervalli più lunghi, di solito ogni 8-10, al massimo 12, ripetitori di tipo normale (ausiliari) non presidiati, è posto un ripetitore principale, di solito presidiato. Questo, oltre ad alimentare i ripetitori ausiliari dipendenti inviando corrente alternata industriale sui conduttori centrali della linea coassiale, equalizza i residui di attenuazione non esattamente compensati nei ripetitori che lo precedono.

La fig. 57 mostra la rete italiana dei cavi coassiali attualmente (1953) in corso di esecuzione. La distanza dei ripetitori intermedi per i canali TV è di circa 6 km con una banda passante di circa 5 MHz.

La fig. 58 rappresenta una sezione del cavo coassiale per la rete italiana.

Le notizie tecniche riguardanti i cavi coassiali qui sopra riportate, sono state dedotte dalla pubblicazione SIRTI sui cavi coassiali italiani.

LEZIONE XXXIX

RICEVITORI TELEVISIVI

Nel corso delle precedenti lezioni sono stati esaminati separatamente alcuni dei principali argomenti che contraddistinguono la tecnica televisiva moderna.

Con la scorta di tali argomenti siamo già ora in grado di considerare in primo esame la costituzione generale di un ricevitore televisivo. Questo primo sguardo d'assieme ad un televisore servirà ad inquadrare meglio le varie nozioni fin qui apprese.

Praticamente tutti i ricevitori televisivi moderni sono del tipo così detto a cambiamento di frequenza (supereterodina). Fanno eccezione a questa regola alcuni tipi di ricevitori (particolarmente di costruzione inglese) che adottano l'amplificazione diretta della radio frequenza modulata in arrivo.

Si è visto che un'emissione televisiva completa comprende due onde portanti accostate, ma pur ben distinte; una per la modulazione video, l'altra per la modulazione audio.

La modulazione video è generalmente d'ampiezza, mentre la modulazione audio può essere d'ampiezza nel caso della televisione inglese e francese, ovvero di frequenza nel caso della televisione americana ed europea (italiana).

E' noto altresì che allo scopo di ridurre l'ampiezza della banda modulante video si è ricorso all'accorgimento di sopprimere parzialmente una delle due bande laterali irradiate da un trasmettitore video, adottando il così detto sistema a banda laterale parzialmente soppresse; si è visto infatti che adottando tale sistema è possibile collocare entro un canale di 7 MHz di ampiezza le due portanti video ed audio di un emissione televisiva per la quale occorrerebbe, lasciando inalterate entrambe le

bande laterali, un canale di dieci MHz per la sola portante video.

Vediamo ora come è costituito in generale un ricevitore televisivo del tipo supereterodina.

Come nei ricevitori radiofonici, possono esistere o meno degli stadi amplificatori a radio frequenza che amplificano i segnali captati dell'antenna. Poi lo stadio così detto primo rivelatore o mescolatore che ha la funzione di convertire la frequenza in arrivo in un'altra frequenza intermedia più bassa. Ciò avviene per tramite di un oscillatore locale che fornisce un segnale il quale mescolato col segnale di arrivo fa battimento con esso originando la frequenza intermedia.

Nel caso di un normale ricevitore radiofonico, una sola frequenza intermedia viene generata; nel ricevitore televisivo lo oscillatore locale fà battimento sulle due portanti in arrivo video ed audio, generando così due frequenze intermedie.

A causa delle onde molto corte (onde metriche o decimetriche) usate per le emissioni televisive, anche il valore adottato per le frequenze intermedie è molto alto (generalmente dai 20 ai 50 MHz).

A questo punto si presentano due tipi di ricevitori televisivi che corrispondono a due diversi principi nel trattare le due medie frequenze in uscita dallo stadio mescolatore convertitore.

In un tipo che chiameremo classico le due medie frequenze vengono separate, amplificate e trattate indipendentemente attraverso due distinti canali: il canale video ed il canale audio.

In un altro tipo di ricevitore televisivo, che ha preso il nome di « intercarrier » le due medie frequenze anzichè venir separate, sono inviate in un unico amplificatore a banda un po' più larga. Così mescolate le due medie frequenze battono fra di loro generando una terza frequenza di 5,5 MHz (che è la differenza fra le due portanti video ed audio) che contiene la modulazione audio, la quale frequenza (5,5 MHz) viene estratta dopo la rivelazione della media frequenza (seconda rivelazione) ed inviata agli organi amplificatori discriminatori della emissione audio modulata di frequenza.

Infatti tale sistema « intercarrier » dà buoni risultati solo nel caso in cui la portante audio è modulata di frequenza.

La fig. 59 mostra lo schema di principio di un ricevitore televisivo di tipo classico (non intercarrier) quindi con due canali separati di frequenza intermedia.

Poichè l'oscillatore locale lavora abitualmente sulle bande laterali superiori delle due portanti in arrivo e dato che la portante audio è di frequenza più alta della portante video, la fre-

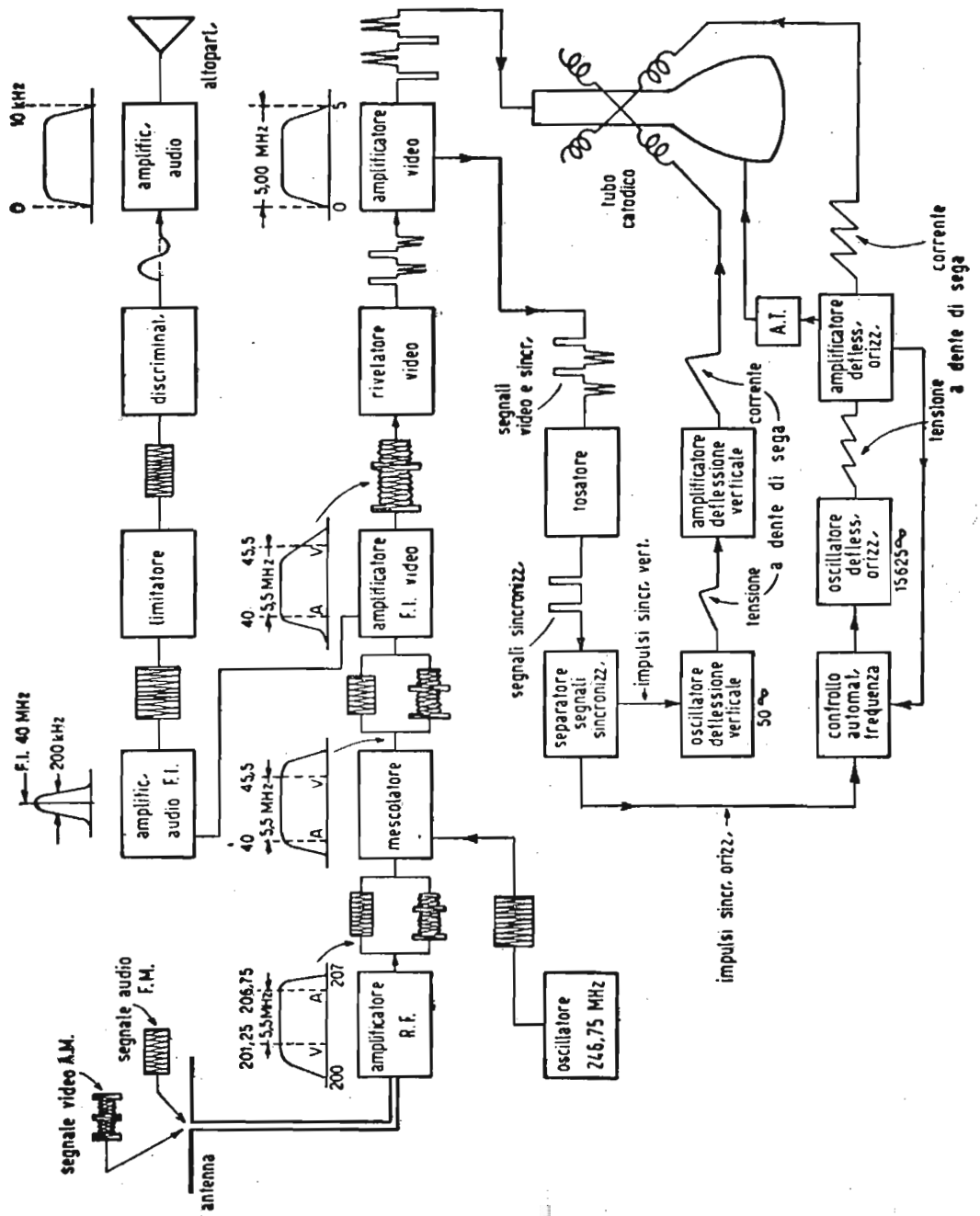


Fig. 59. — Stenogramma di un ricevitore televisivo con canali audio video separati con diagrammi di responso di banda e forme d'onda.

quenza dell'oscillatore locale sarà più alta di quella della portante audio di un certo valore corrispondente alla media frequenza audio.

Tale circostanza è posta in evidenza nei vari diagrammi di responso di banda segnati nello schema generale di principio di figura 59 accanto ai vari punti salienti del circuito. Da tali diagrammi di ampiezza di banda appare anche che il canale a frequenza intermedia video possiede un'ampia caratteristica di responso appiattita, che in corrispondenza della portante video scende al 50% di guadagno, per ragioni che verranno illustrate più innanzi trattando degli amplificatori a frequenza intermedia di un ricevitore televisivo.

L'ampiezza della banda amplificata in un amplificatore a frequenza intermedia, varia da 2,5 a 5 MHz in relazione alla qualità del ricevitore e quindi della sua accuratezza costruttiva. Tale ampiezza di banda è generalmente ottenuta mediante l'impiego di trasformatori a media frequenza a duplice sintonia ed accoppiamenti strettissimi provvisti di smorzamento resistivo.

I tubi elettronici usati nei circuiti amplificatori a frequenza intermedia saranno generalmente del tipo pentodo dotati di un'alta conduttanza mutua e con la minima capacità interelettrodica possibile: ciò allo scopo di ottenere il massimo guadagno possibile compatibilmente con una buona ampiezza della banda video passante. Anche ciò verrà trattato con maggiore ampiezza nelle lezioni particolarmente destinate allo studio ed al collaudo e taratura degli amplificatori a frequenza intermedia nei televisori.

Proseguendo ora questa rapida rassegna nella costituzione generale di un ricevitori televisivo vediamo che i tipi di trasformatori a media frequenza usati sono di svariati tipi. Talvolta essi sono accordati capacitivamente con un piccolo condensatore variabile (trimmer); tal'altra vengono accordati induttivamente con un nucleo mobile in ferrite (quest'ultimo è del sistema più diffuso).

Ciascuno dei due modi offre i propri particolari vantaggi.

L'accordo induttivo a causa della bassissima capacità del circuito accordato permette di ottenere un maggiore guadagno per stadio in paragone col sistema di accordo capacitivo. D'altra parte questo ultimo metodo assicura una migliore stabilità del circuito nei rispetti della sostituzione dei tubi elettronici, poichè la capacità del tubo amplificatore rappresenta solo una piccola frazione della capacità totale in parallelo al circuito accordato. In un circuito accordato induttivamente infatti la ca-

pacità del tubo costituisce una gran parte della capacità totale ed una variazione di essa dovuta alla sostituzione di un tubo avariato può influire sensibilmente sulla sintonia del circuito stesso.

Allo scopo di ottenere il massimo guadagno per stadio (specialmente in amplificatori a media frequenza a banda molto larga) si usano talvolta accoppiamenti interstadio ad impedenza capacità con impedenze accordate induttivamente (nucleo mobile in ferrite).

Nei circuiti a media frequenza sono generalmente inseriti dei circuiti trappola allo scopo di attenuare i segnali a frequen-

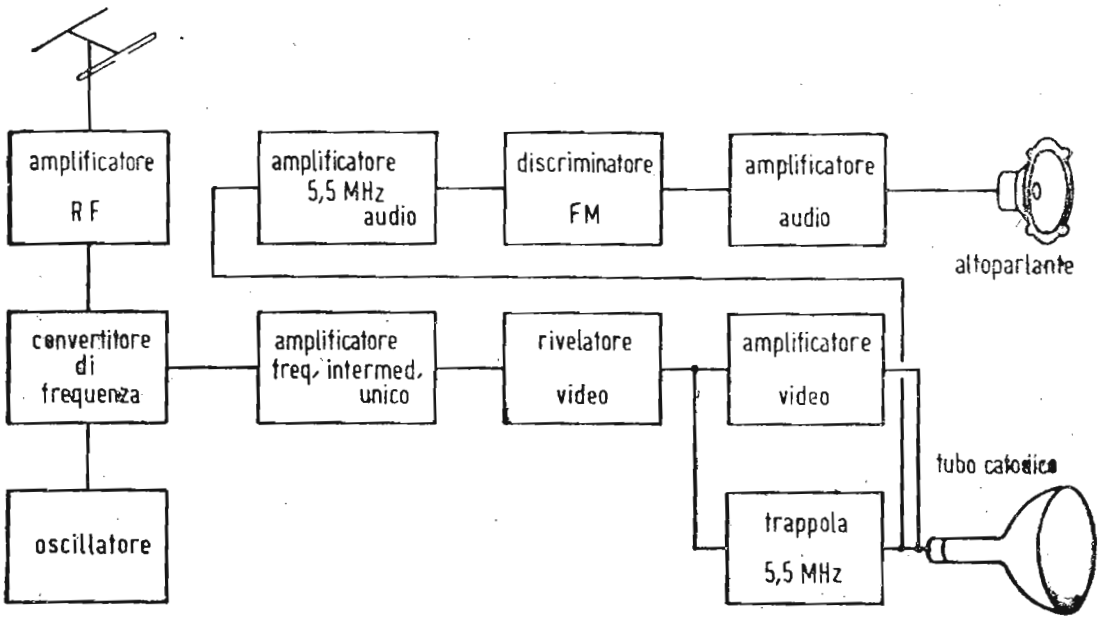


Fig. 60. — Stenogramma di un ricevitore televisivo « intercarrier ».

za intermedia del canale audio sino ad un livello tale da non apparire come un'interferenza disturbante sullo schermo del tubo catodico ricevente.

Altri circuiti trappola sono talvolta impiegati per attenuare le varie frequenze audio dei canali televisivi adiacenti che potrebbero anche esse causare interferenze sul quadro immagine.

I ricevitori televisivi di costruzione corrente hanno generalmente 3 o 4 stadi di amplificazione a media frequenza video con guadagno per stadio di circa 10 a 12.

Dopo l'amplificazione a media frequenza il segnale video è applicato ad un diodo rivelatore che può essere del tipo usuale a catodo termoionico ovvero del tipo a cristallo di germanio.

L'inserzione teorica di tale diodo rivelatore è del tipo convenzionale: speciali precauzioni vengono però adottate allo scopo di conservare tutta l'estensione delle video frequenze presenti all'uscita dell'amplificatore a media frequenza.

Il rivelatore video sopprime la portante a media frequenza lasciando solo la combinazione dei segnali video e sincronizzanti.

Segue poi l'amplificatore video che corrisponde all'amplificatore a bassa frequenza dei comuni radio ricevitori.

La sua funzione è di amplificare convenientemente il segnale video, portandolo ad una ampiezza tale da modulare completamente il pennello elettronico del tubo catodico estinguendolo nei neri dell'immagine ed intensificandolo nei bianchi, nei limiti della sua caratteristica di lavoro. Anche ciò verrà esaminato con dettaglio nella parte dedicata ai radioricevitori televisivi. Basti ora conoscere per informazione generale che in un tubo catodico televisivo con schermo da 14 a 21 pollici l'escursione della tensione video alla griglia modulatrice è dell'ordine di 20 ÷ 50 volt.

I principali requisiti di un buon amplificatore video in un radioricevitore televisivo sono:

a) Caratteristica di guadagno praticamente uniforme fra 20 Hz e 5 MHz;

b) Guadagno complessivo sufficiente per modulare completamente il tubo catodico onde ottenere il massimo contrasto nelle immagini ricevute. Uno o due stadi amplificatori sono generalmente sufficienti;

c) Polarità opportuna dei segnali video da applicarsi alla griglia od al catodo del tubo catodico d'immagine in accordo alle caratteristiche del rivelatore ed al tipo di standard televisivo ricevuto: trascurando questa norma si possono avere immagini negative;

d) Presenza della componente continua sulla griglia o sul catodo del tubo catodico d'immagine: ciò può essere ottenuto come già si è esaminato nelle lezioni precedenti sia coll'accoppiamento diretto fra gli stadi, sia con l'adozione di un organo ricostitutore della componente continua all'uscita dell'amplificatore video.

Il segnale video composto all'uscita dell'amplificatore video contiene anche i segnali sincronizzanti aventi polarità opposta a quelli video.

Tali segnali sincronizzanti benchè applicati anch'essi alla griglia del tubo catodico non hanno alcun effetto disturbante sul-

l'immagine, perchè hanno direzione più nera del nero cioè infranera e sono quindi invisibili; inoltre come già si è esaminato, appositi segnali di estinzione (blanking) al livello nero, opportunamente trasmessi, assicurano l'invisibilità dei ritorni dello spot analizzatore.

Abbiamo anche già esaminato nelle lezioni precedenti che appunto in virtù di tale polarità opposta ai segnali video, i segnali sincronizzanti possono essere separati dai primi pel tramite di un primo stadio separatore, al quale segue subito un secondo stadio separatore degli impulsi sincronizzanti verticali da quelli orizzontali.

Dopo essere stati fra loro separati, gli impulsi sincronizzanti verticali e orizzontali vengono amplificati in due distinti canali.

Gl'impulsi orizzontali vengono applicati all'oscillatore di de-

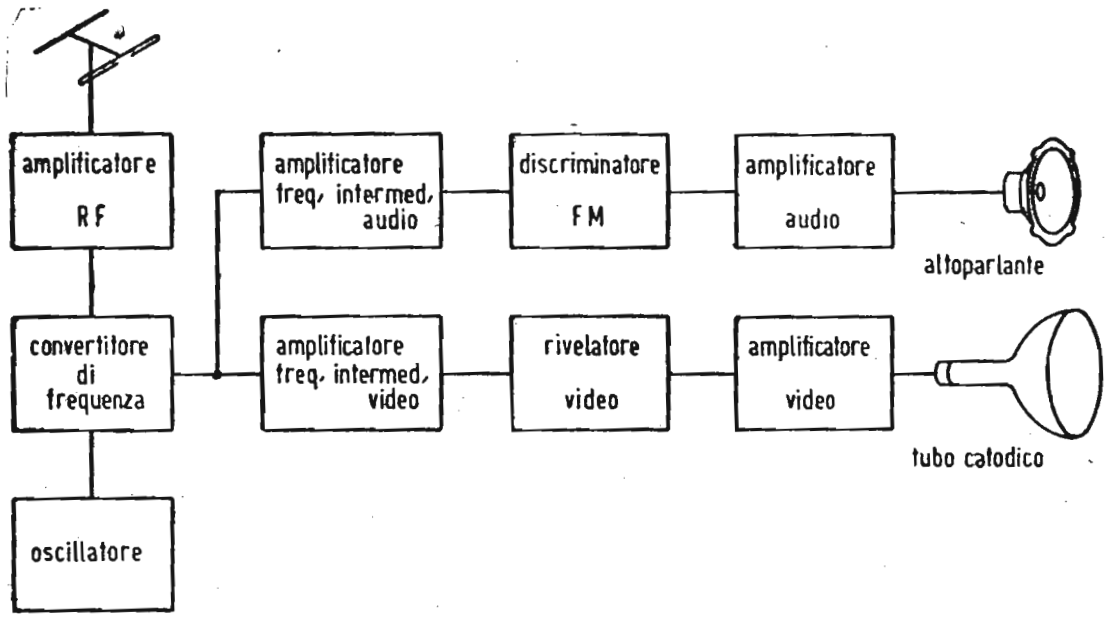


Fig. 61. — Stenogramma di un ricevitore teelevisivo « a canali separati ».

flessione orizzontale onde controllarne la frequenza agganciandolo alla frequenza di riga emessa col segnale video composto (15.625 Hz per lo standard europeo 625 righe), mentre gli impulsi verticali vengono applicati all'oscillatore di deflessione verticale onde agganciarlo alla frequenza di quadro di 50 Hz.

Così facendo, le deflessioni orizzontali e verticali del ricevitore vengono sincronizzate con quelle del tubo analizzatore trasmittente fissando stabilmente il quadro d'immagine sullo schermo ricevente.

Come già si è visto i due oscillatori di deflessione sono necessari: uno per le deflessioni orizzontali riga del pennello catodico, l'altro per le deflessioni verticali immagine dello stesso pennello catodico.

Si è visto anche che entrambi tali oscillatori sono autooscillanti e generano automaticamente le necessarie deflessioni orizzontali e verticali per la produzione per il quadro d'immagine (raster).

I segnali sincronizzanti ricevuti col segnale video composto, servono solo a farli funzionare alla frequenza esatta necessaria per il sincronismo con la trasmissione. Il valore della frequenza di auto oscillazione è regolato in modo che esso risulti molto prossimo a quello corretto, di quisa che gli impulsi sincronizzanti ricevuti possano facilmente asservire i due oscillatori di deflessione alla frequenza voluta.

L'uscita dei due oscillatori di deflessione è generalmente amplificata prima di applicare le correnti a denti di sega alle bobine deflettenti (nel caso dei tubi catodici a deflessione magnetica) o le tensioni a denti di sega alle placchette deflettenti (nel caso dei tubi a deflessione elettrostatica).

Si noterà che nel diagramma generale di un ricèvitore televisivo della fig. 59, è indicato prima dell'oscillatore di deflessione orizzontale un organo denominato controllo automatico di frequenza. Tale organo di controllo indiretto della frequenza dell'oscillatore orizzontale, assicura la sua perfetta sincronizzazione anche in presenza di forti disturbi parassitali (C.A.F.F.).

Il funzionamento di un ricevitore televisivo richiede inoltre la presenza di organi alimentatori, che assicurino le varie tensioni anodiche necessarie.

Generalmente l'alimentazione anodica è suddivisa in due sezioni: una sezione fornisce la tensione anodica al valore normale intorno ai trecento volt mentre l'atra sezione fornisce l'alta tensione anodica (da 12 a 18 chilovolt) per il tubo catodico di immagine.

L'alta tensione anodica necessaria per il tubo catodico può essere ottenuta in tre modi:

a) un primo sistema è quello di elevare la tensione di rete a frequenza industriale (50 periodi ad esempio) mediante un adatto trasformatore e raddrizzarla e filtrarla poi come viene solitamente praticato negli alimentatori anodici a tensioni più basse.

Questo sistema è stato abbandonato sia per l'alto costo dei componenti trasformatore e condensatore di filtro, sia per

il pericolo di fulminazioni mortali dovuto principalmente all'elevato valore dei condensatori di filtro richiesto dalla bassa pulsazione da livellare.

E' però il solo metodo pratico quando occorressero correnti ad alta tensione dell'ordine di qualche milliampere, come si verifica nei televisori speciali per proiezioni su grandi schermi di locali cinematografici, nei quali vengono impiegati tubi catodici intensivi funzionanti con tensioni anodiche molto alte (da 50 a 80 chilovolt).

b) Un secondo sistema consiste nel raddrizzare tensioni ad alta frequenza generate da un oscillatore a tubo elettronico. In questo caso data l'altissima frequenza della pulsazione da livellare sono sufficienti delle capacità di filtro molto basse e data inoltre la forte caduta di tensione induttiva propria del sistema, cessa praticamente ogni pericolo di fulminazione cadendo istantaneamente la tensione al primo contatto accidentale.

c) Il terzo sistema, che è altresì il più usato oggidì, utilizza i rapidi guizzi di tensione generati induttivamente dalle correnti di ritorno orizzontali nelle bobine di deflessione orizzontale del pennello catodico.

Di ciò è stato già accennato nelle precedenti lezioni e l'argomento verrà ulteriormente trattato in seguito.

Terminiamo questa rapida rassegna della costituzione di un ricevitore televisivo per accennare anche all'accensione dei filamenti di tubi elettronici impiegati la quale può essere, come si verifica nei normali ricevitori radiofonici, o in parallelo a bassa tensione 6 volt o in serie, utilizzando la piena tensione d'alimentazione del ricevitore da 100 a 220 volt circa.

Questo primo sguardo sia pur sommario d'assieme della costituzione di un ricevitore televisivo moderno, ha il precipuo scopo di collegare già fin d'ora con un primo nesso logico le varie nozioni di tecnica televisiva fin qui apprese.

Partiremo quindi da questa base nelle prossime lezioni per approfondire ulteriormente la conoscenza del ricevitore televisivo.

Domande alle quali l'allievo deve rispondere

NORME. — Per ogni domanda, sono già indicate quattro risposte, (**a, b, c, d**) una delle quali è l'esatta. L'allievo dovrà segnare con un tratto a penna o matita una delle quattro lettere **a, b, c, d,** riportate nella colonna a fianco della domanda per indicare qual'è la risposta da lui ritenuta esatta.

ESEMPIO

(la risposta **d** è quella ritenuta esatta) a); b); c); ~~d)~~

DOMANDA	RISPOSTE (segnare quella che ritiene esatta)
1. In un'radiotrasmettitore TV quale è la differenza in MHz, fra gli oscillatori piloti delle due sezioni video ed audio (standard italiano)? a) 4,5 MHz; **b)** 5 MHz; **c)** 5,5 MHz; **d)** 7 MHz.	a); b); c); d)
2. L'oscillatore pilota di un radiotrasmettitore video oscilla costantemente su una frequenza: **a)** uguale a quella irradiata; **b)** minore di quella irradiata; **c)** maggiore di quella irradiata; **d)** oscilla con regime intermittente al ritmo dei segnali sincro.	a); b); c); d)
3. La potenza in kW generalmente attribuita ad un radiotrasmettitore video è: **a)** la potenza massima di cresta; **b)** la potenza media; **c)** la potenza corrispondente al livello del nero; **d)** la potenza corrispondente al livello della componente continua.	a); b); c); d)
4. In un complesso radiotrasmittente audio-video, le potenze irradiate dai due trasmettitori sono: **a)** uguali; **b)** il video è 10 volte più potente dell'audio; **c)** il video è 3 volte più potente dell'audio; **d)** il video è meno potente dell'audio.	a); b); c); d)
5. In un complesso radiotrasmittente audio-video, le sezioni video ed audio sono:	

a) video a modulazione d'ampiezza (MA) - audio a modulazione di frequenza (MF); **b)** video MA - audio MA; **c)** video MF - audio MA; **d)** video MF - audio MF.

a); b); c); d)

6. In un radiotrasmettitore video, modulato sullo stadio finale, in che punto avviene la parziale soppressione della banda laterale inferiore?
a) nei primissimi stadi a piccola potenza; **b)** all'entrata dello stadio finale; **c)** all'uscita dello stadio finale; **d)** al termine della linea di trasmissione presso l'antenna.

a); b); c); d)

7. In un radiotrasmettitore video, modulato in bassa potenza, in che punto avviene la parziale soppressione della banda laterale inferiore?
a) sulla placca dello stadio modulato; **b)** nella catena di amplificazione a radio frequenza modulata; **c)** all'entrata dello stadio finale; **d)** all'uscita dello stadio finale.

a); b); c); d)

8. Un'antenna trasmittente di un trasmettitore audio-video deve avere un'impedenza costante (e quindi essere a larga banda passante) entro una banda di (standard italiano):
a) 3 MHz; **b)** 5 MHz; **c)** 5,5 MHz; **d)** 7 MHz.

a); b); c); d)

9. Oltre all'esigenza di cui alla domanda precedente di una larga banda passante, qual'è la principale caratteristica di un'antenna trasmittente TV?
a) di avere un'impedenza bassa; **b)** di avere una impedenza alta; **c)** di concentrare orizzontalmente l'energia irradiata; **d)** di concentrare verticalmente l'energia irradiata.

a); b); c); d)

10. Che cosa si intende per « guadagno » di un'antenna trasmittente TV?
a) il rapporto fra il campo generato in un punto dell'area servita dall'antenna in parola, nei confronti del campo generato nello stesso punto da un semplice dipolo in mezz'onda; **b)** l'aumento di corrente a r.f. nei rispetti della corrente circolante nella linea di trasmissione; **c)** il rinforzo del segnale ricevuto in relazione ad altri tipi di antenne TV; **d)** l'aumento della resistenza di radiazione nei rispetti di altri tipi di antenne TV.

a); b); c); d)

11. Qual'è il principale vantaggio delle trasmissioni radiofoniche MF su quelle MA?
a) il maggior rendimento elettrico; **b)** la pratica eliminazione dei disturbi; **c)** il minor costo dei trasmettitori; **d)** la maggior facilità di ricezione.

a); b); c); d)

12. Nelle trasmissioni radiofoniche a modulazione d'ampiezza (MA) il 100 per cento di modulazione si ha quando:
a) l'intensità del suono modulante raddoppia; **b)** il valore di cresta dell'onda portante raddoppia in una semionda e si annulla nella successiva semionda modulante; **c)** il valore efficace dellampiezza dell'onda portante raddoppia; **d)** la corrente istantanea dell'onda supporto quadruplica. **a); b); c); d)**

13. Nelle trasmissioni radiofonicse a modulazione di frequenza (FM) il 100 per cento di modulazione si ha quando:
a) si raggiunge la deviazione massima convenzionale di ± 75 kHz (ovvero 50 kHz nell'audio della TV; **b)** si raddoppia la frequenza modulata; **c)** si raggiunge la deviazione di 15 kHz; **d)** si somma la frequenza modulata con quella modulante. **a); b); c); d)**

14. Il sistema di trasmissione MF detto « serrasoid » è basato sul principio:
a) di un campo elettromagnetico più o meno ruotante al ritmo delle frequenze modulanti; **b)** di una successione di tensioni variabili a dente di sega, tosate in modo opportuno al ritmo delle correnti modulanti; **c)** di una moltiplicazione di frequenza tramite un particolare circuito; **d)** di un battimento a ritmo variabile con le correnti modulanti. **a); b); c); d)**

15. Un disallineamento del circuito discriminatore in un ricevitore MF provoca:
a) una diminuzione di sensibilità del ricevitore; **b)** un aumento della sensibilità del ricevitore; **c)** una diminuzione della qualità fonica della ricezione; **d)** una diminuzione del volume sonoro del ricevitore. **a); b); c); d)**

16. Quale funzione ha il limitatore che precede il discriminatore, in un ricevitore MF?
a) di sopprimere ogni eventuale esistente modulazione d'ampiezza della portante; **b)** di limitare la profondità di modulazione; **c)** di ridurre (tosare) l'ampiezza eccessiva della portante; **d)** di limitare l'intensità massima della tensione acustica modulante. **a); b); c); d)**

17. Il circuito rivelatore di un ricevitore MA, ha la funzione di:
a) rettificare l'onda modulata rendendo udibile l'inviluppo modulante; **b)** limitare l'intensità dell'onda modulata; **c)** regolare il volume sonoro; **d)** provvedere alla regolazione automatica della sensibilità (C.A.V.). **a); b); c); d)**

18. Il circuito discriminatore di un ricevitore MF. ha la funzione:
a) di sopprimere i disturbi modulanti in ampiezza; b) di trasformare in variazioni di ampiezza, le variazioni di frequenza modulanti; c) di corregere il responso acustico delle frequenze modulanti; d) di mantenere costante la frequenza della portante. a); b); c); d)

19. Qual'è la deviazione massima di frequenza modulante nelle trasmissioni radiofoniche MF?
a) 10 kHz; b) 25 kHz; c) 50 kHz: d) 75 kHz. a); b); c); d)

20. Qual'è la deviazione massima di frequenza modulante nelle trasmissioni audio a complemento di quelle video (standard italiano)?
a) 10 kHz; b) 25 kHz; c) 50 kHz: d) 75 kHz. a); b); c); d)

21. Un'emissione TV chiamasi polarizzata verticalmente quando:
a) l'irradiazione è diretta verticalmente verso l'alto; b) l'irradiazione è diretta verticalmente verso il basso; c) l'irradiazione è diretta verticalmente in direzioni opposte (verso l'alto e verso il basso); d) il dipolo (o i dipoli) trasmittenti sono disposti verticalmente. a); b); c); d)

22. Nel caso di un'emissione TV polarizzata orizzontalmente (come lo sono le emissioni italiane) il dipolo ricevente deve essere disposto:
a) verticalmente; b) orizzontalmente; c) inclinato sulla verticale di 45 ; d) in qualsiasi modo indifferentemente. a); b); c); d)

23. Se per ricevere un'emissione TV polarizzata orizzontalmente si usa un dipolo disposto verticalmente, si verifica:
a) una ricezione distorta; b) una ricezione molto debole; c) una ricezione normale; d) una ricezione fortissima. a); b); c); d)

24. La polarizzazione verticale è usata solamente in:
a) Francia; b) Inghilterra; c) Italia; d) America. a); b); c); d)

25. La polarizzazione orizzontale presenta su quella verticale:
a) enormi vantaggi; b) limitati ma accertati vantaggi; c) nessun vantaggio; d) indiscussi vantaggi. a); b); c); d)

26. Qual'è la ragione che limita la portata di un'emissione TV in una regione pianeggiante senza monti o colline?
a) la curvatura terrestre; b) l'attenuazione del-

l'atmosfera; **c)** la riflessione degli strati superiori ionizzati; **d)** il tipo di antenna irradiante usata.

a); b); c); d)

27. Per quale ragione l'area di servizio di un'emittente TV si estende generalmente oltre la portata ottica?
a) per riflessione dagli strati superiori ionizzati; **b)** per diffrazione attraverso l'atmosfera terrestre; **c)** per rotazione della polarizzazione; **d)** per riflessione da parte del suolo semiconduttore.

a); b); c); d)

28. Nelle onde usate nelle trasmissioni TV sono escludersi in via assoluta le riflessioni degli strati superiori ionizzati?
a) sì; **b)** no: si verificano normalmente; **c)** si verificano in via molto eccezionale e discontinua; **d)** si verificano stagionalmente con regolarità.

a); b); c); d)

29. Nelle ricezioni TV a grande distanza la maggiore possibile altezza dell'antenna ricevente:
a) è di importanza capitale; **b)** non ha alcuna importanza; **c)** è in relazione alla polarizzazione dell'emissione; **d)** dipende dal tipo di antenna ricevente.

a); b); c); d)

30. Nella portata teorica ottica di un'emissione TV ha maggiore importanza:
a) l'altezza dell'antenna trasmittente; **b)** l'altezza dell'antenna ricevente; **c)** l'altezza dal suolo di entrambe le antenne (trasmittente e ricevente; **d)** il tipo di polarizzazione adottato.

a); b); c); d)

Domande e risposte su argomenti trattati nelle dispense 21, 22 e 23 - (lezioni XXXV, XXXVI, XXXVII, XXXVIII, XXXIX).

DOMANDE

1. Qual'è, in sintesi, la funzione classica di un « tubo di reattanza »?

2. In quali sezioni dell'intera catena di trasmissione-ricezione TV, trova applicazione il « tubo di reattanza »?

3. In quale punto di un trasmettitore TV, viene generalmente ristabilita la componente continua?

4. Perchè la placca del tubo modulatore in un radiotrasmettitore video è generalmente collegata direttamente allo stadio a radio frequenza da modulare?

5. Qual'è la definizione di « modulazione d'ampiezza », indicata generalmente con l'abbreviazione MA?

6. Che cosa si intende per « inviluppo » di un'onda a radio frequenza modulata?

7. Da cosa è definito il « livello del nero » in un segnale TV?

8. In che punto del circuito modulatore di un radiotrasmettitore video, viene solitamente ristabilita la componente continua?

9. In quali punti di un'intera catena di trasmissione-ricezione si trovano dei circuiti discriminatori?

10. Che cosa è, e dove viene usato il cosidetto « clamping circuit » o circuito di agganciamento?

11. Si consideri un radiotrasmettitore video avente una frequenza portante di 45 MHz ed una potenza di cresta di 20 kW irradiato da un unico dipolo in mezz'onda collocato ad un'altezza di 144 m sul suo-

lo. Si consideri pure un ricevitore TV collegato ad un'antenna alta 15 metri. Si domanda:
a) qual'è la portata ottica massima;
b) qual'è l'intensità di campo elettromagnetico all'antenna ricevente considerato il terreno piano senza ostacoli;
c) quale sarà l'intensità di campo ad una distanza doppia di quella indicata in a).

12. E' più conveniente sopprimere una parte della banda laterale inferiore di un video trasmettitore all'uscita dell'ultimo stadio o internamente nella catena di amplificatori a r.f.?

13. Come si può determinare la potenza media e la potenza di cresta di un radiotrasmettitore video?

14. Che cosa si intende per « modulazione di frequenza » (indicata convenzionalmente con MF)?

15. In un sistema di trasmissione MF, qual'è la differenza fra « deviazione di frequenza » e « scarto di frequenza »?

16. Che cosa si deve intendere per « percentuale di modulazione » in una portante modulata di frequenza?

17. Per un trasmettitore audio di un complesso radiotrasmittente video-audio TV, come viene definito il 100 per cento di modulazione?

18. In una trasmissione MF, cosa si intende per « indice di modulazione »?

19. Se in un radiotrasmettitore MF il segnale modulante è a frequenza costante, ciò significa che l'indice di modulazione è costante?

20. Se la portante di un trasmettitore audio di un complesso radiotrasmittente TV subisce una deviazione di frequenza di ± 15.000 Hz nei picchi di modulazione, qual'è la percentuale di modulazione?

RISPOSTE

1. La funzione tipica di un « tubo di reattanza » è di controllare la frequenza di un « tubo oscillatore », sia sotto l'aspetto di stabilizzarla che sotto l'aspetto di variarla in base a particolari requisiti.
Se il « tubo di reattanza » viene eccitato da tensioni alternative, la frequenza dell'oscillatore varierà in relazione alla frequenza delle tensioni eccitanti. Se al contrario una tensione continua opportunamente controllata, viene applicata alla griglia del « tubo di reattanza », la frequenza dell'oscillatore potrà essere stabilizzata e resa costante.

2. Il « tubo di reattanza » ha corrente impiego nei trasmettitori TV come modulatore di frequenza nel trasmettitore audio e come sta-

bilizzatore-agganciatore alla frequenza rete del generatore di impulsi sincronizzanti. Nei ricevitori TV trova corrente impiego nei circuiti C.A.F.F. come stabilizzatore-regolatore dell'oscillatore di riga.

3. La componente continua, ossia il « vero » livello del nero nei rispetti delle mezze tinte, viene generalmente introdotta nel modulatore.

4. L'accoppiamento diretto fra i tubi modulatore e modulato viene adottato solitamente per non perdere la componente continua nel segnale modulato, cosa che accadrebbe qualora fosse presente un accoppiamento capacitivo.

5. Modulazione d'ampiezza significa un sistema di modulazione nel quale l'inviluppo della frequenza portante contiene componenti identiche alla forma d'onda del segnale da trasmettersi.

6. L'inviluppo di un'onda a radio frequenza modulata e una curva che passa per le « creste » del suo diagramma di forma d'onda.

7. L'ampiezza del segnale video modulante corrisponde all'esplorazione di un'area « nera » nell'immagine trasmessa, è denominato « livello nero ». Tale livello corrisponde all'incirca al livello dei segnali di soppressione.

8. La componente continua viene generalmente ripristinata sulla griglia del tubo (o dei tubi) modulatore.

9. Nel trasmettitore viene frequentemente impiegato un circuito discriminatore nel generatore dei segnali sincronizzanti per controllare il tubo di reattanza in taluni radiotrasmettitori audio MF per stabilizzare la frequenza dell'oscillatore pilota a radio frequenza.
Nei ricevitori TV un discriminatore è usato come rivelatore audio, quando per il suono si adotta la MF; viene inoltre usato frequentemente nei circuiti C.A.F.F. per controllare un tubo di reattanza che stabilizza l'oscillatore di deflessione orizzontale.

10. Il « clamping circuit » o circuito di agganciamento è un dispositivo elettronico nel quale tutte le tensioni al di sopra di una certa ampiezza negativa e positiva di un determinato segnale, vengono mantenute ad un livello fissato in precedenza. Questo sistema viene usato nei trasmettitori video per stabilire il livello della componente continua ad ogni riga d'analisi, sopprimendo altresì ogni induzione d'alternata (« hum ») che inquinasse l'immagine.

11. a) In relazione alla formula:

$$\mathbf{D} = 4{,}1 \times 10^3 \left[\sqrt{\mathbf{H}_1} + \sqrt{\mathbf{H}_2}\right]$$

abbiamo:

$$\mathbf{D} = 4{,}1 \times 10^3 \left[\sqrt{144} + \sqrt{16}\right] = 65{,}6 \text{ km}$$

b) In relazione alla formula:

$$F = 88 \frac{H_1 \times H_2}{\lambda D^2} \sqrt{W}$$

abbiamo:

$$F = 88 \frac{144 \times 16}{6{,}7 \times 10^6 \times 65{,}6^2} \sqrt{2 \times 10^4}$$

$$= \frac{88 \times 144 \times 16 \sqrt{2}}{6{,}7 \times 43} = 980 \text{ microvolt/m}$$

c) In relazione alla formula:

$$F_2 = F\ (D/D_1)^{3\text{-}6}$$

ove **D** è la distanza ottica, D_1 è la distanza radio pratica ed **F** è il campo alla distanza ottica, abbiamo:

$$F_2 = F\ (1/2)^{3'6} = \frac{F}{12{,}2} = \frac{980}{12{,}2} = 80 \text{ microvolt/m}$$

12. Entrambi i metodi sono accettabili e non vi sono particolari preferenze per uno di essi. Inserendo il filtro fra il trasmettitore e l'antenna si dissipa circa l'8 per cento della potenza (corrispondente all'energia contenuta nella porzione da 1,25 a 5 MHz di una banda laterale) in una apposita resistenza. Restringendo assimmetricamente la banda passante non si dissipa energia in una resistenza, ma il rendimento complessivo del trasmettitore è abbassato.

13. La potenza media di un trasmettitore video viene misurata immettendola in un carico artificiale, opportunamente raffreddato, avente reattanza zero e resistenza uguale alla impedenza caratteristica della linea di trasmissione all'antenna. Naturalmente tale potenza varia se l'immagine trasmessa è bianca oppure nera: si trasmettono appositi diagrammi di prova « standard » ove vi siano uguali aree bianche e nere.

La potenza media o efficace è allora data da:

$$I^2_{eff} \times R \text{ o } \frac{E^2_{eff}}{R}$$

La potenza di cresta si otterrà moltiplicando il valore così ottenuto per il fattore 1,68. Tale fattore deriva dal fatto che il rapporto fra la tensione efficace della portante durante l'impulso di sincronizzazione orizzontale e la tensione efficace media lungo l'intero periodo **H** di sincronizzazione orizzontale, è uguale a 1,295; il cui quadrato ($1{,}295^2$) dà appunto 1,68.

14. Per « modulazione di frequenza » si intende un metodo di modulare una portante a radio frequenza provocando variazioni in più ed in meno della sua frequenza centrale prefissata, mediante il segnale da trasmettersi.

L'ampiezza dell'escursione di frequenza intorno alla frequenza cen-

trale prefissata è direttamente proporzionale all'ampiezza del segnale modulante; il ritmo della variazione è uguale alla frequenza modulante, mentre l'ampiezza della portante a radio-frequenza modulata viene mantenuta costante.

15. Per « deviazione di frequenza » si intende la variazione istantanea della frequenza di una portante modulata di frequenza intorno alla sua frequenza centrale, provocata dal segnale modulante.

Per « scarto di frequenza » si intende lo spostamento della frequenza centrale intorno al suo valore prefissato, dovuto ad instabilità ed irregolarità dei circuiti elettronici.

16. La dizione « percentuale di modulazione » riferita ad una trasmissione MF, indica il rapporto fra una certa deviazione di frequenza e la massima deviazione definita convenzionalmente come 100%.

17. Secondo lo « standard TV » italiano si assume per 100% di modulazione una deviazione di 50 kHz intorno alla frequenza centrale della portante.

18. L'« indice di modulazione » è il rapporto fra la deviazione di frequenza della portante modulata e la frequenza del segnale audio modulante. Esso è espresso dalla formula:

$$m = \frac{\text{deviazione di frequenza}}{\text{frequenza audio modulante}}$$

19. No. Poichè l'ampiezza del segnale modulante determina la deviazione di frequenza della portante, ne consegue che l'indice di modulazione varierà con l'ampiezza del segnale audio modulante.

20. La percentuale di modulazione sarà data da:

$$\frac{15.000}{50.000} \times 100 = 30\,\%$$

Autorizzazione del Tribunale di Milano 16-1-61 - N. 5502 del Registro
Direttore responsabile ALFONSO GIOVENE - Proprietà della Editrice Il Rostro
Distribuzione in abbonamento postale - Gruppo II
Distribuzione STE - Milano

CORSO
TEORICO - PRATICO DI
TELEVISIONE

DISPENSA

N. 24

SOMMARIO

Chiave per le risposte alle domande della dispensa 23ª.

LEZIONE XL:

L'antenna ricevente — Il dipolo in mezza onda — Il dipolo ripiegato (folded dipole) — Nomogramma per la determinazione dell'impedenza del dipolo ripiegato.

LEZIONE XLI:

Antenne ad alta direttività — Linea di trasmissione.

TUTTI I DIRITTI RISERVATI ALLA
EDITRICE IL ROSTRO - MILANO

TIPOGRAFIA EDIZIONI TECNICHE - MILANO - VIA BALDO DEGLI UBALDI, 6

Chiave per le risposte alle domande della dispensa 23ª (lezioni XXXV, XXXVI, XXXVII, XXXVIII e XXXIX)

Numero della domanda	Risposta esatta	Numero della domanda	Risposta esatta
1	c)	16	a)
2	b)	17	a)
3	a)	18	b)
4	c)	19	d)
5	a)	20	c)
6	c)	21	d)
7	b)	22	b)
8	d)	23	b)
9	c)	24	b)
10	a)	25	b)
11	b)	26	a)
12	b)	27	b)
13	a)	28	c)
14	b)	29	a)
15	c)	30	c)

LEZIONE XL

L'ANTENNA RICEVENTE.

Abbiamo già esaminato nelle precedenti lezioni come avviene la propagazione delle radioonde della TV dall'antenna trasmittente a quella ricevente.

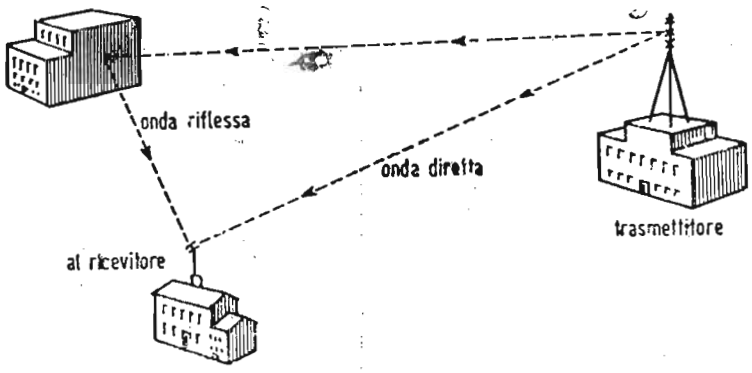


Fig. 1. — Onda diretta ed onda riflessa.

Mentre nella normale pratica radiofonica l'antenna ricevente non riveste grande importanza a causa delle peculiari caratteristiche di propagazione delle onde medie e corte, nella televisione che impiega onde metriche e decimetriche l'antenna giuoca un ruolo importantissimo ed in molti casi risolutivo.

Prima però di esaminare in dettaglio le caratteristiche tecniche e i requisiti di un sistema ricevente TV, sarà bene soffermarci ancora su quanto si verifica durante il percorso delle radioonde dall'antenna trasmittente a quella ricevente.

Le onde elettromagnetiche della TV se incontrano un ostacolo lungo il loro percorso vengono in parte assorbite ed in parte riflesse verso un'altra direzione, all'incirca come avviene

per un raggio di luce che viene riflesso e deviato da una superficie speculare.

Tutte le superfici conduttrici e semiconduttrici (metalli, murature, rocce, terreni, ecc.) riflettono le radioonde della TV:

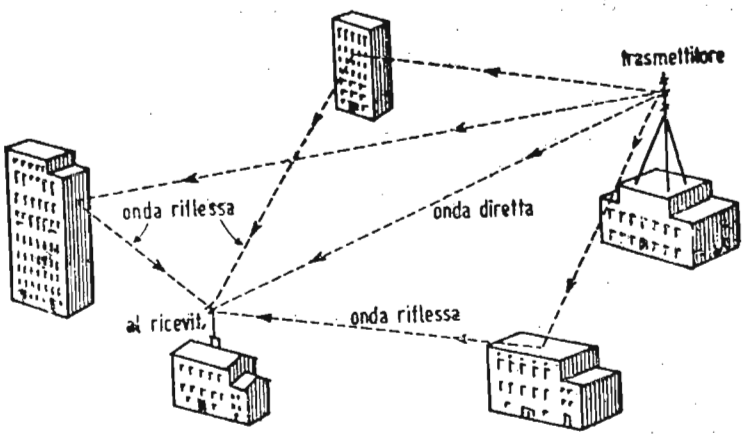


Fig. 2. — Riflessioni multiple.

le superfici isolanti (legno secco, vetro, ecc.) non le riflettono, anzi si lasciano attraversare da esse. Può quindi accadere (ed accade infatti frequentemente) che all'antenna ricevente per-

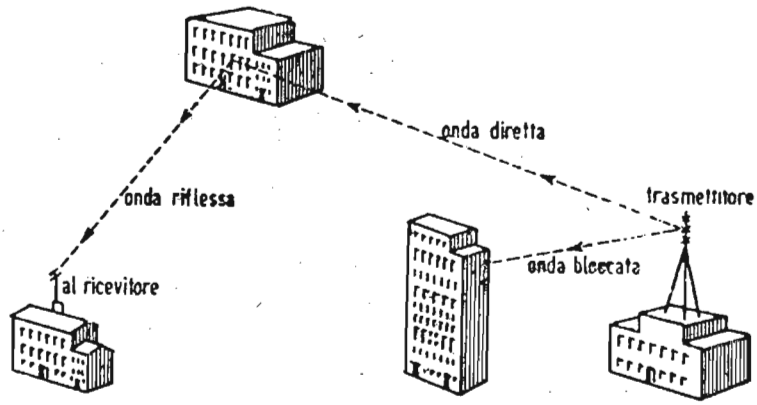


Fig. 3. — Ricezione mediante un'onda riflessa.

venga un'onda diretta assieme a un'onda riflessa da qualche edificio, collina, od altro fig. 1, 2, 3, 4).

Logicamente l'onda diretta arriva prima, dato il percorso più breve, mentre l'onda riflessa giunge con un certo ritardo in relazione alla maggiore lunghezza del percorso. Tutto ciò provoca la formazione di due (o più, se le riflessioni sono più di una) immagini spostate orizzontalmente una sull'altra di una certa misura. L'onda diretta (meno attenuata) dà l'immagine

più vigorosa, mentre le onde riflesse (più attenuate) danno immagini più deboli, ma comunque nettamente avvertibili e deturpanti.

E' invalso in gergo anglosassone chiamare « ghosts » (spettri) le immagini date dalle onde riflesse.

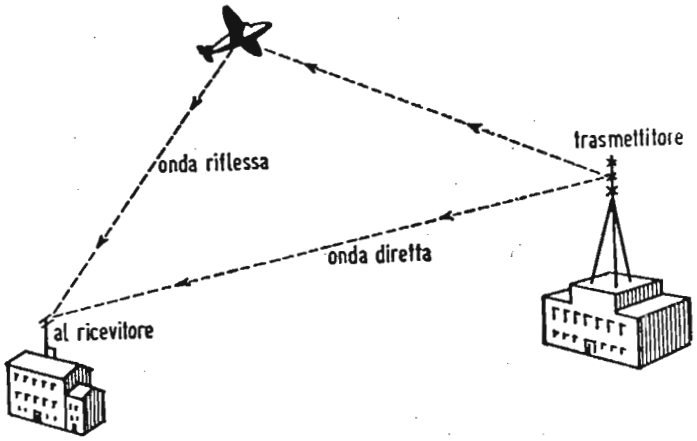


Fig. 4. — Riflessioni causate da aeromobili.

Per avere un'idea della causa della riflessione, si può calcolare con una certa approssimazione la maggiore lunghezza del percorso dell'onda riflessa misurando sullo schermo del televisore la distanza fra i due bordi corrispondenti delle due immagini (quella diretta e quella riflessa).

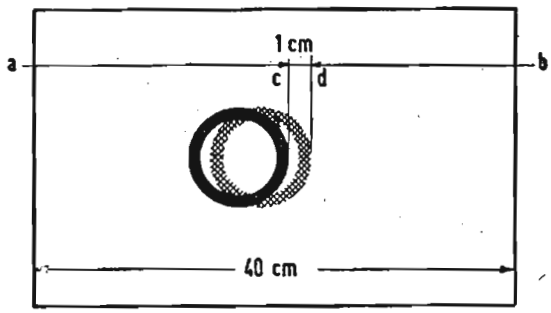


Fig. 5. — Come dall'immagine riflessa (spettro) si può dedurre la provenienza e la causa della riflessione.

Poichè sappiamo che la velocità di propagazione delle radioonde è di 300.000 km al secondo, e che il tempo impiegato per tracciare una riga d'analisi sullo schermo televisivo è di circa 58 μsec (standard italiano), sarà facile valutare in base al maggior tempo impiegato dall'onda riflessa, la lunghezza del maggior percorso.

Un esempio chiarirà subito la questione.

Si supponga che su uno schermo TV della larghezza di 40 cm compaiano due immagini (quella diretta e quella riflessa) spostate di 1 cm (fig. 5). Allora, se il tempo impiegato dallo « spot » per percorrere la riga *a-b* lunga 40 cm è 58 μsec circa (64 — 6,4 = 57,6 μsec), il tempo impiegato per percorrere il

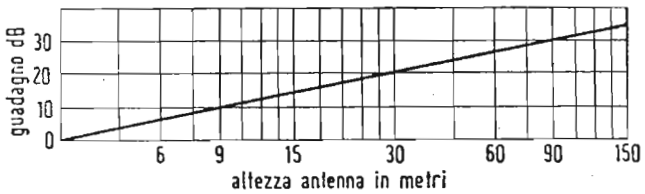


Fig. 6. — Guadagno secondo l'altezza dell'antenna ricevente.

tratto di 1 cm (spostamento orizzontale dell'immagine riflessa) sarà di 58/40 = 1,4 μsec. E poichè in ogni μsec la radioonda percorre 0,3 km (300.000 km al sec.), il maggior percorso dell'onda rifiessa sarà 4,3 × 1,4 = 420 m.

Conosciuto tale dato non sarà difficile valutare praticamente l'origine della riflessione.

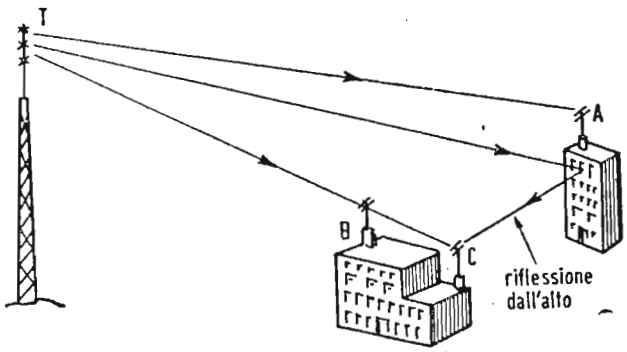


Fig. 7. — Le onde riflesse hanno generalmente direzione verso il basso.

Le riflessioni disturbanti l'antenna possono essere anche più d'una, particolarmente nel caso di località cittadine (fig. 2).

Norma generale sarà di installare l'antenna quanto più alta possibile e ciò per due ragioni:

a) con la polarizzazione orizzontale delle emissioni TV adottata in Italia (C.C.I.R.) il campo elettromagnetico aumenta notevolmente alzandosi dal suolo (fig. 6). Alzando ad esempio di 10 m l'antenna ricevente si può ottenere un guadagno che può anche raggiungere i 10 dB (cioè quasi triplicare la intesità del segnale). Questo effetto è particolarmente avvertito alle maggiori distanze del trasmettitore;

b) le onde riflesse sono particolarmente dirette verso il suolo, poichè l'onda diretta proviene generalmente da un punto molto più alto degli edifici cittadini (antenna trasmittente). Infatti in fig. 7 alle antenne *A* e *B* giungono solo onde dirette mentre all'antenna *C* più bassa perviene anche un'onda riflessa verso il basso.

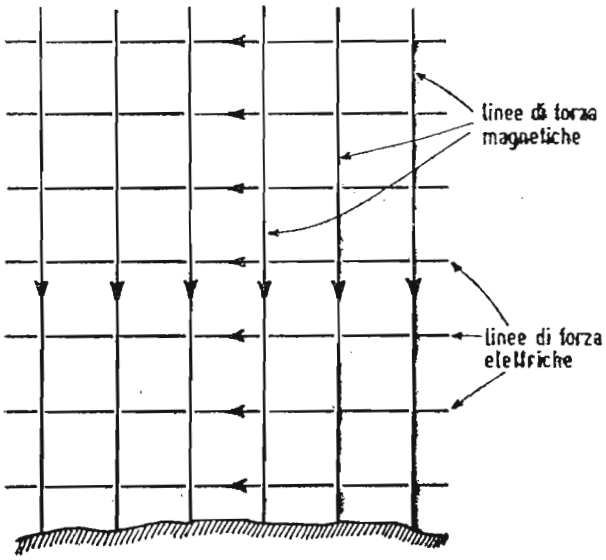


Fig. 8. — Direzione del campo elettrico e magnetico nella polarizzazione orizzontale.

Le onde riflesse si possono attenuare o eliminare adottando delle antenne direttive che le escludono, favorendo l'onda diretta. Ciò si potrà ottenere cercando per tentativi il miglior

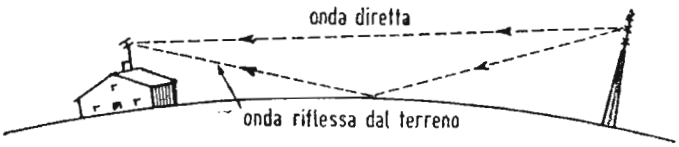


Fig. 9. — Riflessioni causate dal terreno.

orientamento dell'antenna che sarà più o meno direttiva a seconda delle necessità.

Si è già accennato nelle lezioni precedenti alla polarizzazione orizzontale e verticale delle radioonde. L'energia a radiofrequenza irradiata dall'antenna trasmittente dà origine ad un campo elettrico e ad un campo magnetico, le cui linee di forza sono, nel caso della polarizzazione orizzontale, orientate come appare in fig. 8.

Un'onda polarizzata orizzontalmente viaggiando in prossimità del suolo si attenua rapidamente in quanto che il campo elettrico è praticamente cortocircuitato dalla superficie semi-

conduttrice del suolo.

Ciò non si verifica con le onde polarizzate verticalmente, le cui linee di forza perpendicolari al suolo vengono meno attenuate.

Questa circostanza spiega perchè con la polarizzazione orizzontale l'intensità di campo sale rapidamente alzandosi dal suolo. Spiega inoltre uno dei motivi di preferenza della polarizzazione orizzontale nei rispetti di quella verticale. Infatti (fig. 9) le onde emesse dall'emittente TV possono raggiungere l'antenna ricevente secondo 2 distinti percorsi: uno diretto ed uno per riflessione dal suolo. Le onde polarizzate verticalmente sono meglio riflesse dal suolo e perciò possono provocare maggiori disturbi alla ricezione che non le onde polarizzate orizzontalmente che sono fortemente attenuate a contatto del suolo.

Anzi, a questo proposito, a distanze molto grandi dall'emittente TV, prossime all'orizzonte visivo (ed oltre all'orizzonte visivo per diffrazione) le radioonde tendono ad assumere una polarizzazione prevalentemente verticale e ciò per un effetto di filtraggio e rotazione delle onde polarizzate orizzontalmente.

Ciò spiega perchè per ricezioni a grandi distanze prossime o superiori all'orizzonte visivo (calcolato nel modo già accennato precedentemente) si possano talvolta ottenere migliori risultati disponendo il dipolo ricevente non orizzontale, bensì verticalmente alla massima possibile altezza dal suolo.

IL DIPOLO IN MEZZ'ONDA.

Ad eccezione di casi particolarissimi, l'antenna ricevente per TV è costituita da un « dipolo » risonante in mezza lunghezza d'onda.

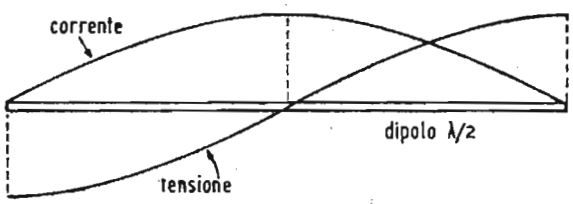


Fig. 10 — Distribuzione della corrente e della tensione in un dipolo in mezz'onda.

Fondamentalmente un dipolo in mezz'onda consiste pertanto in un conduttore, lungo 1/2 della lunghezza d'onda dell'emissione che si vuol riceve (fig. 10).

Ricordiamo che fra la lunghezza d'onda λ, e la frequenza n e la velocità di propagazione V delle radioonde, esiste la relazione:

$$\lambda = \frac{V}{n}$$

e poichè $V = 300.000.000$ di metri al secondo

$$\lambda \text{ in metri} = \frac{300.000.000}{n \text{ (in periodi/sec)}} = \frac{300}{n \text{ (in MHz)}}$$

Ad es. la frequenza di 200 MHz ha una lunghezza d'onda di

$$\frac{300}{200} = 1{,}5 \text{ metri}$$

Tale dipolo colpito dalle radioonde in arrivo, oscilla in risonanza elettrica, con una distribuzione di tensione e corrente indicata in fig. 10. La corrente è massima al centro e minima alle

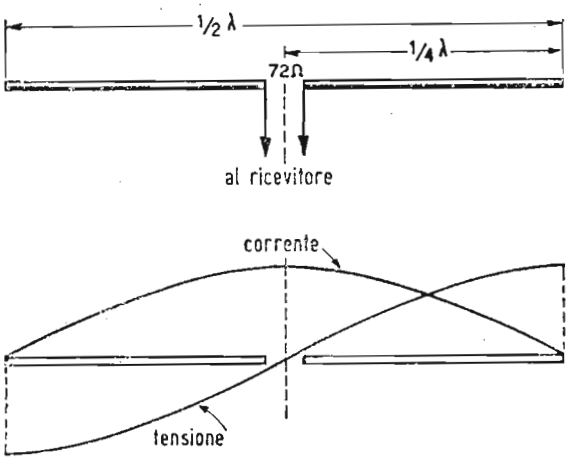


Fig. 11. — Utilizzazione di un dipolo ricevente in mezz'onda al ventre di corrente.

estremità del dipolo mentre la tensione è minima al centro e massima di segno opposto alle due estremità.

L'utilizzazione delle onde stazionarie indotte nel dipolo dal campo elettromagnetico del segnale TV trasmesso, viene fatta per corrente sfruttando pertanto il massimo di corrente al centro. Per inserirsi nel punto centrale del dipolo occorre quindi separarlo in due tronchi uguali (fig. 11).

Lo spazio che separa al centro i due conduttori in $\lambda/4$, è generalmente di $2 \div 3$ cm.

All'estremità dei due conduttori affacciati all'intervallo centrale viene collegata la linea di trasmissione connessa al ricevitore TV.

Poichè un dipolo in mezz'onda è assimilabile ad un circuito accordato in serie, esso possiederà al centro un certo determinato valore di impedenza che si manifesta fra le due estremità centrali affacciate dei semidipoli. Tale valore (molto basso), apparirà come una resistenza pura e sarà uguale alla resistenza di radiazione del dipolo, che è di circa 72 ohm.

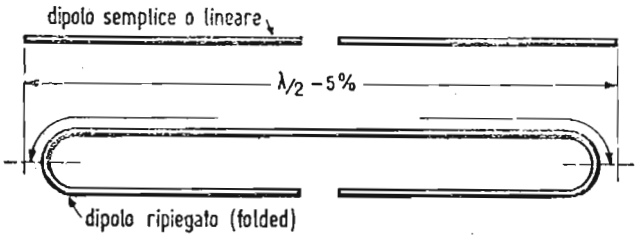


Fig. 12. — Dipolo semplice e dipolo ripiegato (Folded).

Per frequenza di eccitazione sopra o sotto la frequenza di risonanza l'impedenza al centro aumenta e non è più resistiva e precisamente: per frequenza inferiore a quella di risonanza l'impedenza al centro appare capacitiva, mentre appare indut-

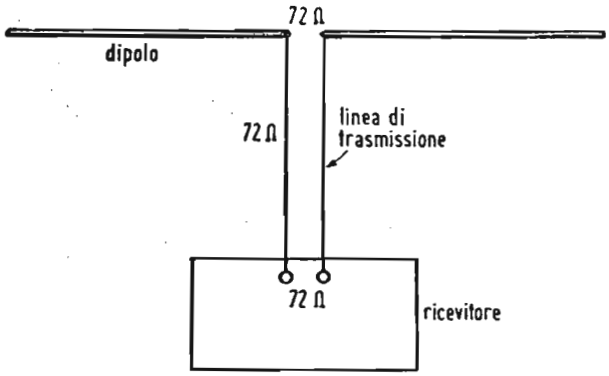


Fig. 13. — Collegamento di un dipolo ricevente ad un televisore.

tiva per le frequenze superiori a quella di risonanza. Poichè un dipolo è in ultima analisi un circuito risonante, esso possiede un certo « fattore di merito » Q.

E' noto dalla radiotecnica che se il Q di un circuito oscillatorio è alto, la curva di sintonia sarà molto acuta, restringendo così la banda utile di frequenza attorno a quella di risonanza. Se invece il Q è basso, la curva di sintonia sarà piuttosto schiacciata e la banda di frequenza utile si estenderà molto di più intorno alla frequenza di risonanza. Nel caso della TV ci occorre una banda passante di almeno 7 MHz, e per ottenere un responso così ampio i due conduttori del dipolo devono essere di grande diametro (1 ÷ 2 cm). Un mezzo molto diffuso per allargare la

banda passante di un dipolo senza aumentare molto il diametro dei due conduttori in $\lambda/4$ è quello di trasformarlo in un dipolo ripiegato (folded dipole). Sostanzialmente un dipolo ripiegato consiste in due dipoli paralleli a breve distanza, riuniti alle loro estremità, uno dei quali è interrotto al centro per alimentare una linea di trasmissione.

Vedremo più innanzi che l'impedenza al centro di uno dei conduttori del dipolo ripiegato assume un valore quadruplo di 72 ohm.

La lunghezza pratica L del dipolo, sia del tipo lineare che ripiegato (fig. 12) sarà del 5% inferiore alla mezza lunghezza d'onda della frequenza di risonanza e cioè:

$$L = \frac{150 \times 0{,}94}{\text{Freq. (MHz)}} \text{ in metri}$$

Ad es., la lunghezza di un dipolo adatto per la ricezione dell'8° Canale italiano (Milano-Roma: 200 ÷ 207 MHz) sarà data da:

$$L = \frac{150 \times 0{,}94}{203} = 0{,}68 \text{ metri}$$

Per utilizzare al massimo l'effetto di captazione del segnale video in arrivo occorre pertanto collegare ai due punti della sezione centrale del dipolo un organo che presenti un'impedenza di 72 Ω: tale organo è generalmente un estremo di una linea di trasmissione di pari valore d'impedenza caratteristica, il cui estremo opposto è collegato ai morsetti d'ingresso del televisore presentante anch'esso un'impedenza di ugual valore (fig. 13).

Una delle più importanti caratteristiche di un dipolo in mezz'onda è la sua direttività nel piano orizzontale. Il caratteristico diagramma bidirezionale presentato da un dipolo in mezz'onda nel piano orizzontale è indicato nella fig. 14. Da tale diagramma si può rilevare che la massima preferenza al segnale in arrivo è data in una direzione che è ad angolo retto all'allineamento dei conduttori del dipolo. Dallo stesso diagramma è facile rilevare che un segnale che arrivi nella direzione dell'allineamento del dipolo non ha praticamente alcuna influenza sul dipolo stesso.

Questa proprietà può essere utilmente sfruttata qualora si

desideri eliminare un segnale disturbante, una riflessione d'onde, od altro; basterà in tal caso orientare il dipolo in modo che il suo allineamento coincida con la direzione di provenienza di questo segnale indesiderato.

Naturalmente questa precauzione ha valore solo nel caso in cui la direzione del segnale desiderato non coincida con quel-

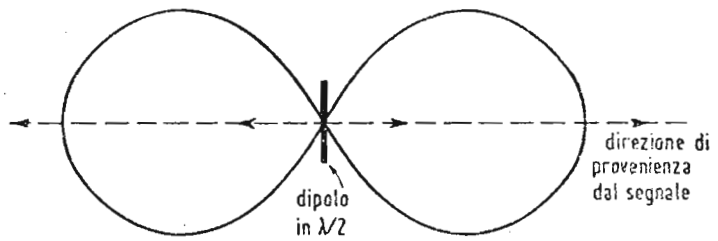


Fig. 14. — Diagramma di direzionalità di un dipolo in mezz'onda.

la del segnale da eliminare: anzi la condizione più favorevole sarebbe che le due direzioni del segnale desiderato e di quello da eliminare siano praticamente ad angolo retto. Comunque un utile compromesso è quasi sempre possibile ottenerlo fra tali due requisiti.

Dallo stesso diagramma di fig. 14 risulta che un dipolo in mezz'onda risponde ugualmente bene ai segnali che arrivano nelle due direzioni opposte tra di loro e che si trovano quindi ad angolo retto con l'allineamento del dipolo stesso. Questa caratteristica è per lo più dannosa ad una buona ricezione e vedremo più avanti come sia possibile eliminare una di tali due direzioni opposte, conservandone una sola con maggiori caratteristiche di direttività.

IL DIPOLO RIPIEGATO (folded-dipole).

Abbiamo già visto quali siano le caratteristiche sommarie del dipolo ripiegato (folded-dipole). Abbiamo infatti visto che un dipolo ripiegato consiste essenzialmente in due dipoli in mezz'onda paralleli e ravvicinati con le estremità fra loro collegate. I due dipoli funzionano praticamente in parallelo in modo che ciascuno di essi è percorso dalla metà della corrente totale: in tal guisa l'impedenza al centro di uno dei dipoli è 4 volte la impedenza di un semplice dipolo in risonanza, valore molto vicino a quello di 300 ohm. Ciò naturalmente nel caso che i due dipoli paralleli costituenti il dipolo ripiegato abbiano lo stesso diametro.

Le proprietà di trasformatore d'impedenza di un dipolo ripiegato possono essere meglio comprese considerando l'antenna dal punto di vista della trasmissione.

Si supponga ad esempio che un semplice dipolo in mezz'onda (fig. 15-a) il quale ha un'impedenza al centro (detta anche

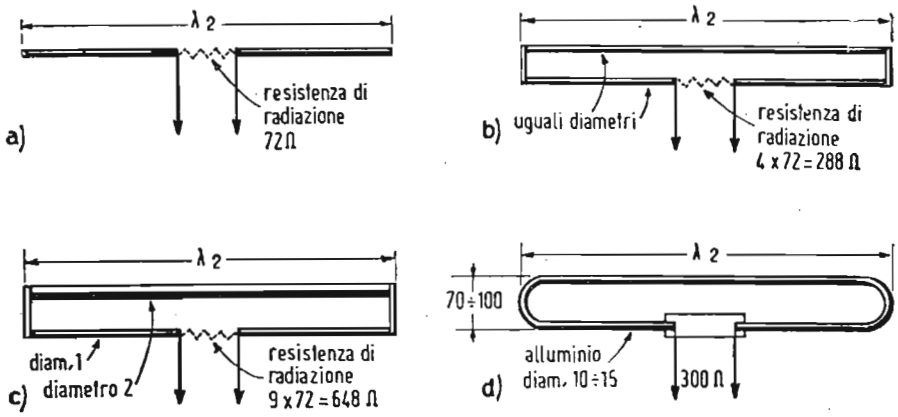


Fig. 15. — Impedenza del dipolo semplice e del dipolo ripiegato con conduttori di ugual diametro e di diametro 1 a 2.

come si è visto resistenza di radiazione) di 72 ohm, irradi una potenza di 72 W. Poichè la potenza irradiata è uguale al quadrato della corrente (la quale è massima al centro del dipolo in mezz'onda) moltiplicato per la resistenza di radiazione cioè:

$$W = I^2 \times R$$

in questo caso la corrente massima è di un ampere poichè:

$$I = \sqrt{W/R} \text{ ovvero } 72/72 = 1$$

Consideriamo ora un dipolo ripiegato nel quale i due dipoli messi in parallelo abbiano lo stesso diametro: in tal caso al centro di ciascuno dei due dipoli passerà una corrente metà del valore sopra citato. Poichè la potenza irradiata dal dipolo ripiegato rimane sempre la stessa come prima cioè 72 W, la resistenza di radiazione in questo caso di ciascuno dei due dipoli in parallelo sarà di 4 volte quella primitiva; ciò risulta dal fatto che la potenza W è tuttora uguale al quadrato della corrente totale moltiplicato per la resistenza di radiazione. Infatti dalla relazione $W = I^2 \times R$ ricaviamo $R = W/I^2$ cioè $72/0{,}5^2 = 72 \times 4$ che è uguale a 288 ohm, valore molto prossimo a quello generalmente assunto di 300 ohm (fig. 15-b).

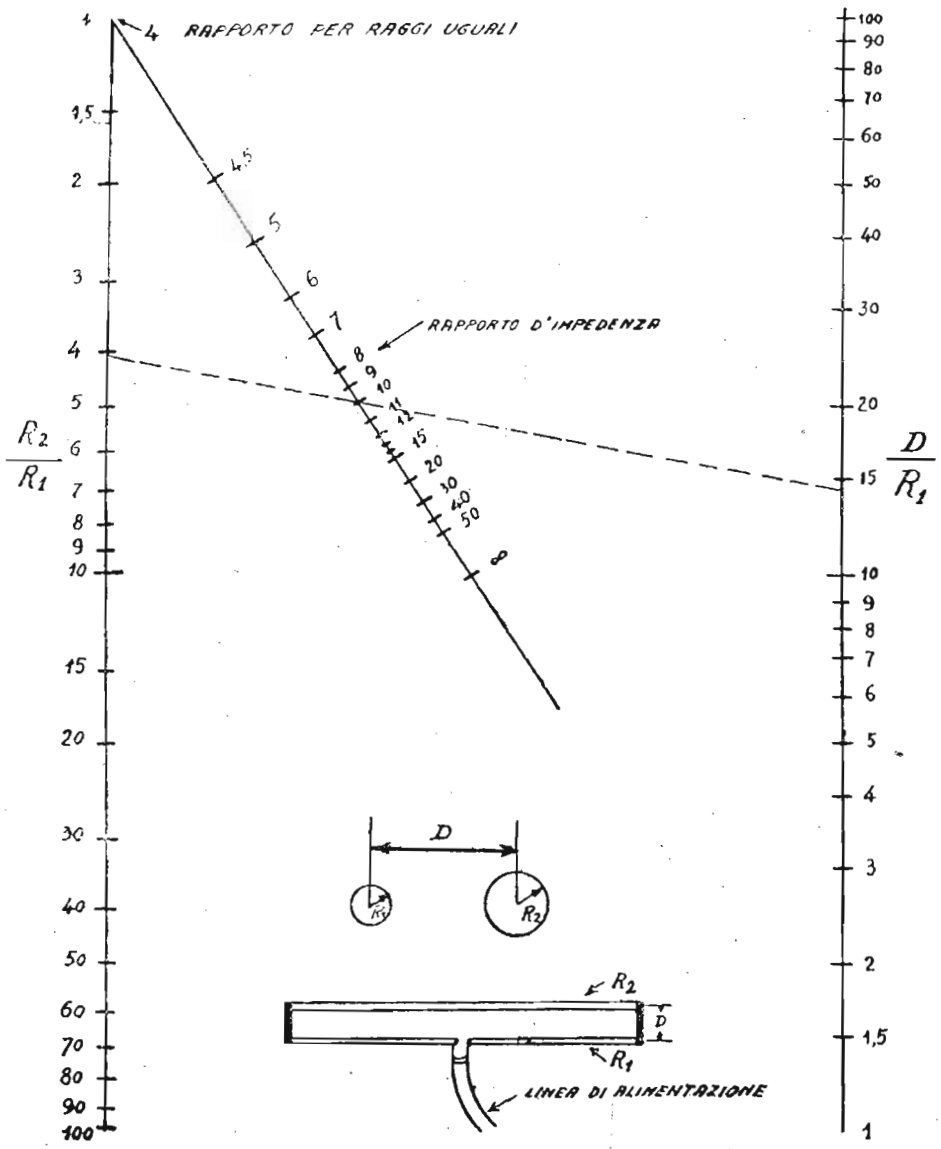
Altri valori di resistenza di irradiazione possono essere ot-

tenuti facendo i due conduttori paralleli costituenti il dipolo ripiegato di diverso diametro. Se per esempio il diametro del coduttore continuo viene ad essere due volte quello del conduttore interrotto al centro, come risulta dalla fig. 15-c, la corrente massima al punto centrale del dipolo sarà ancor più ridotta. In questo caso particolare al centro del conduttore interrotto la corrente massima avrà il valore di circa un terzo di quello che avrebbe in un semplice dipolo nei riguardi del dipolo ripiegato avente i due conduttori paralleli di ugual diamentro, la resistenza di radiazione in questo caso sarà approssimativamente 9 volte quella di un semplice dipolo in mezz'onda cioè 648 ohm.

Occorre notare che l'esatto valore della resistenza di radiazione di un dipolo con conduttori paralleli di differente diametro dipende anche dalla distanza dei due conduttori stessi. Mediante l'abaco che qui riproduciamo (fig. 16) sarà possibile calcolare con sufficiente precisione tutti gli elementi relativi ad un dipolo ripiegato con conduttori di differente diametro alfine di realizzare una determinata resistenza di irradiazione. Ciò è particolarmente utile inquantochè sarà sempre desiderabile avere una resistenza di radiazione di un valore uguale a quello dell'impedenza caratteristica delle linee di trasmissione generalmente reperibili in commercio.

Oltre alla semplice espressione assunta da un dipolo in mezz'onda sia sotto la forma di dipolo lineare, che sotto quella di dipolo ripiegato, altre forme può assumere un dipolo utilizzato per ricezioni televisive. Queste varie altre forme hanno per lo più lo scopo di raggiungere o un'alta direttività ovvero una grande larghezza di gamma di frequenza ugualmente bene ricevute. Questo ultimo requisito è particolarmente importante nel caso, come accade in America, ove si possono ricevere da uno stesso televisore parecchie stazioni trasmittenti aventi lunghezze d'onda molto differenti pur essendo comprese nelle due gamme riservate alla televisione. Questo problema non esiste per ora presso di noi in Italia in quanto che la televisione avrà sempre un unico programma in VHF e se vi saranno zone del territorio nazionale nelle quali sarà possibbile anche un'ottima ricezione di più di una stazione, una volta fatta la scelta di quella meglio ricevuta, l'impianto dell'antenna ricevente sarà esclusivamente riferito a quest'ultima emittente. Comunque il fatto di usare una differente antenna per ogni stazione emittente TV, migliora indubbiamente le condizioni di ricezione, in quanto che l'antenna sintonizzata su una sola frequenza possiede migliori caratteristiche sotto ogni aspetto.

In un folded-dipole in funzione delle dimensioni dei tubi o conduttori che lo compongono e della loro distanza.



R_1 = raggio del tubo o conduttore alimentato (di adattamento);
R_2 = raggio del tubo o conduttore intero;
D = distanza tra centro e centro dei due tubi o conduttori.

Fig. 16. — Nomogramma per la valutazione dell'impedenza di dipoli ripiegati con conduttori di diverso diametro.

LEZIONE XLI

ANTENNE AD ALTA DIRETTIVITA'.

Abbiamo visto che un semplice dipolo sia del tipo ad unico conduttore, che del tipo a doppio conduttore cioè dipolo ripiegato, possiede già di per sè una spiccata direzionalità lungo un piano perpendicolare al dipolo e passante per il suo centro.

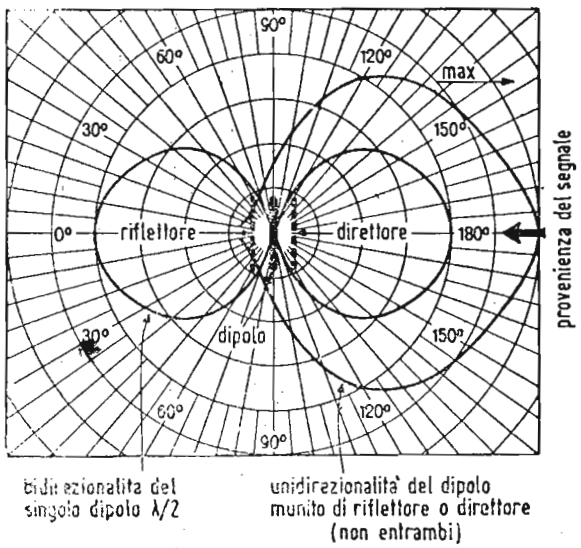


Fig. 17. — Diagrammi di direttività di un dipolo senza e con riflettore o direttore.

Mediante l'accoppiamento con altri dipoli, che chiameremo parassiti, del dipolo principale, è possibile modificare in forma e valore il diagramma originale del dipolo singolo, aumentando così il guadagno dell'antenna.

Si chiama guadagno di un'antenna direzionale il rapporto fra l'intensità del segnale ricevuto nella direzione desiderata e l'intensità del segnale nella stessa direzione ottenibile con un

semplice dipolo in mezz'onda. Guadagno e direttività sono generalmente coesistenti in un'antenna ricevente.

L'aggiunta di elementi parassiti ad un dipolo in mezz'onda

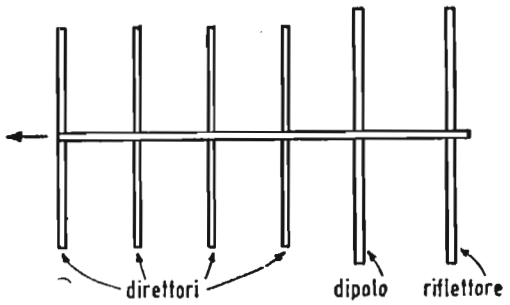


Fig. 18. — Antenna Yagi a 6 elementi.

ha quindi lo scopo di aumentarne la direttività ed il guadagno. Tale aggiunta può avvenire sotto la forma di elementi direttori ed elementi riflettori.

Un elemento riflettore è posto dietro al dipolo e parallelamente ad esso, cioè in direzione opposta a quella di provenien-

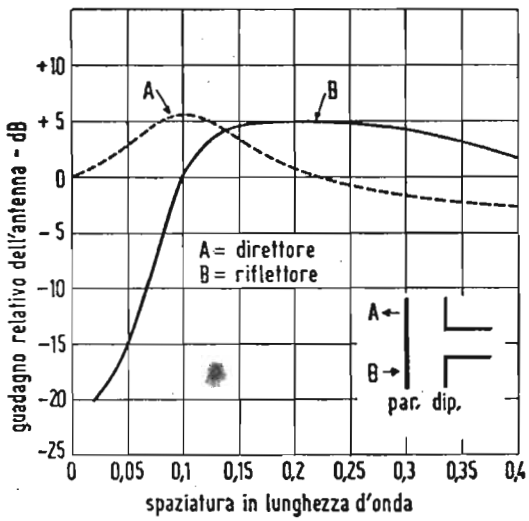


Fig. 19. — Variazioni del guadagno di un'antenna in funzione della distanza del direttore e del riflettore dal dipolo principale.

za del segnale da ricevere. Un direttore è posto invece di fronte, sempre parallelo, al dipolo principale, nella direzione del segnale ricevuto.

La fig. 17 mostra le posizioni reciproche di un riflettore e di un direttore nei rispetti del dipolo principale.

La direttività, come pure il guadagno, di un'antenna direzionale ad elementi parassiti è all'incirca proporzionale al numero degli elementi parassiti impiegati. Si noti a questo proposito che mentre si può usare un solo elemento riflettore, si possono invece usare diversi elementi direttori tutti allineati pa-

rallelamente nella direzione del segnale da ricevere (fig. 18).

Il guadagno in intensità del segnale ricevuto, ottenuto mediante l'impiego di un riflettore od un direttore nei confronti del semplice dipolo, dipende in modo notevole dalla spaziatura esistente fra il dipolo principale e detti elementi parassiti, nonchè dalla lunghezza degli elementi parassiti stessi. Un diagramma del guadagno ottenibile mediante un solo elemento parassita, in funzione di riflettere ovvero di direttore, riferito alla sua spaziatura dal dipolo principale è mostrato in fig. 19. Tale dia-

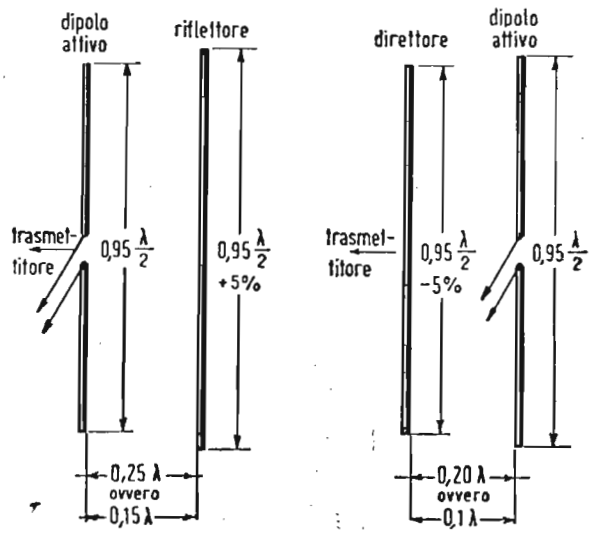


Fig. 20. — Distanze tipiche dal dipolo di un direttore e di un riflettore

gramma si riferisce ad elementi parassiti aventi la lunghezza più corretta per funzionare da direttore ovvero da riflettore.

Un riflettore consiste in un'asta metallica posta parallela e posteriormente ad un dipolo in mezz'onda in posizione opposta al campo di intensità massima (fig. 20). Un elemento riflettore deve essere leggermente più lungo (circa il 5%) del dipolo principale e non ha alcuna connessione nè col dipolo nè con la linea di trasmissione.

Quando il dipolo principale oscilla in sintonia con la frequenza ricevuta produce un campo elettrico il quale induce analoghe oscillazioni nell'elemento riflettore. Le oscillazioni indotte nell'elemento riflettore producono a loro volta un campo elettrico il quale ha polarità opposta ed all'incirca uguale intensità al campo induttore. Pertanto vi sono in effetti due distinti campi irradiati da considerarsi: uno causato dalle oscillazioni

nel dipolo principale, l'altro causato dalle oscillazioni indotte nell'elemento riflettore. Un'energia praticamente trascurabile si propaga oltre il riflettore nella direzione opposta a quella del dipolo, poichè i campi sono di polarità opposta e si cancellano reciprocamente. L'energia a radiofrequenza che si propaga dal riflettore verso il dipolo principale è in fase con l'energia irradiata dal dipolo stesso in quella direzione e si combina con essa rinforzando mutuamente il campo nella direzione del segnale ricevuto.

L'esatta forma del diagramma di guadagno o di direttività dipende dalle fasi relative fra i campi diretti e riflessi. La fase delle correnti indotte nel riflettore è controllata da due fattori: a) la lunghezza dell'elemento (che si traduce nel tipo di risonanza dell'elemento stesso); b) la distanza intercorrente fra il dipolo principale ed il riflettore.

Un direttore è un'asta metallica disposta parallelamente e di fronte al dipolo principale nella direzione di provenienza del segnale da riceversi (fig. 20). Un direttore è leggermente più corto (circa il 5%) del dipolo principale. Analogamente a quanto è stato detto per il riflettore, anche il direttore non ha alcuna connessione elettrica col dipolo principale e colla linea di trasmissione.

Quando il dipolo principale entra in sintonia essendo colpito dal segnale in arrivo, il campo risultante da esso induce una tensione alternativa a radiofrequenza nell'elemento direttore in modo che si verifica un rinforzo di campo nella direzione anteriore e una cancellazione di campo nell'opposta direzione. Questa funzione nell'elemento direttore è molto simile a quella del riflettore ed essenzialmente viene prodotto lo stesso tipo di diagramma direttivo quando sia un direttore od un riflettore vengono usati in connessione con un dipolo in mezz'onda. La fase delle correnti indotte in un elemento direttore è controllata da due fattori: a) la lunghezza dell'elemento e quindi del suo tipo di sintonia; b) la distanza intercorrente fra il dipolo principale ed il direttore.

In un diagramma di direzionalità generato dal complesso di un dipolo con un elemento parassita sia esso riflettore o direttore, esistono due tipiche condizioni fondamentali: il massimo guadagno anteriore e la massima attenuazione posteriore.

Le condizioni che danno il massimo guadagno anteriore non danno contemporaneamente la massima attenuazione posteriore. Agli intenti di una buona ricezione l'antenna è generalmente aggiustata nelle condizioni di massimo rapporto fra gua-

dagno anteriore e guadagno posteriore piuttosto che per massimo guadango anteriore.

Per realizzare questa condizione la lunghezza dell'elemento direttore deve essere leggermente più corta (0,92 del dipolo) di quella richiesta per il massimo guadagno, con una spaziatura di 0,1 lunghezze d'onda. Il riflettore deve essere piuttosto allungato (lunghezza all'incirca uguale a quella del dipolo principale) mentre la distanza fra esso e il dipolo principale sarà all'incirca 0,25 lunghezze d'onda. Contemporaneamente alla diminuzione del-

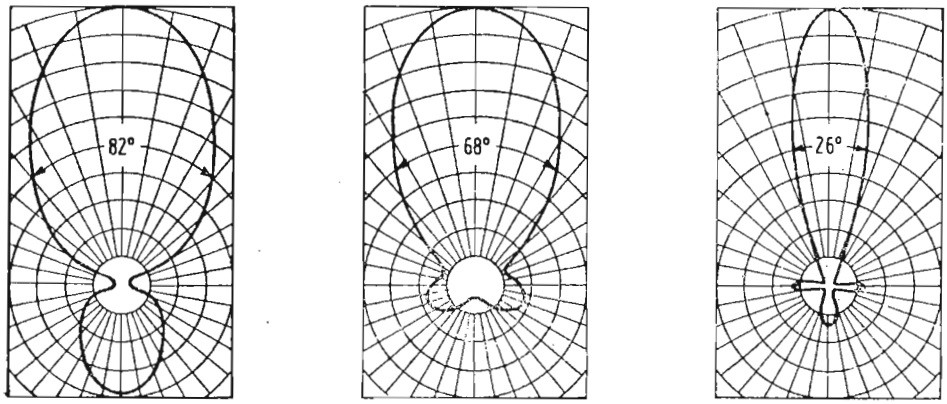


Fig. 21, 22, 23. — Diagrammi di direttività di un'antenna a 3, 4 e 5 elementi (da sinistra a destra).

la resistenza di radiazione in un'antenna direzionale ad elementi parassiti (condizione già esaminata prima) anche la selettività del complesso antenna diviene molto più acuta con rischio di tagliare le bande di modulazione video.

Usando per i conduttori costituenti il dipolo e gli elementi parassiti riflettore e direttore, dei tubi metallici di diametro non inferiore ai 10 ÷ 12 mm, e spaziature non inferiori a 0,1 λ per il direttore e a 0,20 λ per il riflettore, la banda passante sarà sempre superiore ai 7 ÷ 8 megahertz.

Volendo aumentare ulteriormente il guadagno e la direttività di un'antenna per televisione si presentano due mezzi:

a) L'uso di un riflettore e di parecchi direttori tutti allineati nella direzione di provenienza del segnale da ricevere. Questo tipo di antenna è denominato YAGI dal nome dell'inventore (un giapponese) che per primo la fece conoscere.

Adottanto 3, 4 o 5 elementi si ottengono dei diagrammi di direttività illustrati nelle fig. 21, 22 e 23.

b) Sovrapporre verticalmente a distanza di mezza lun-

ghezza d'onda un certo numero di complessi d'antenne direzionali ad elementi parassiti collegati con opportuna fase ad un'unica linea di trasmissione. Si possono così sovrapporre complessi a tre elementi (riflettore, dipolo principale, direttore) od a quattro elementi (riflettore, dipolo principale, due direttori) e così via (fig. 24).

In queste condizioni il guadagno è praticamente proporzionale al numero dei complessi direzionali sovrapposti, in senso verticale.

Prima di terminare questo argomento importante sulle antenne desideriamo richiamare le condizioni fondamentali di un sistema direzionale costituito da un dipolo più un riflettore più un direttore. Il direttore deve presentare sempre un'impedenza di ingresso capacitativa mentre il riflettore deve presentare una impedenza di ingresso induttiva. L'impedenza di ingresso del dipolo principale, per effetto della presenza dell'elemento parassita nei casi sopra considerati si abbassa fortemente, per cui molte volte si preferisce mettere l'elemento parassita a distanza superiore a quella relativa al massimo guadagno, pur di avere una impedenza di ingresso del dipolo principale non eccessivamente bassa.

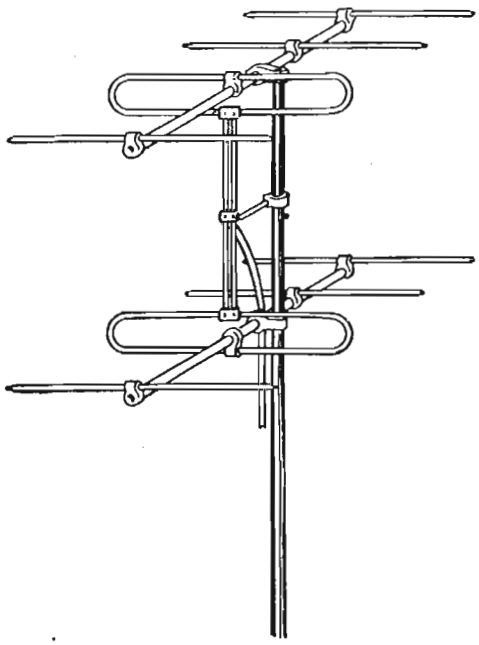


Fig. 24. — Antenna multipla a due serie.

LA LINEA DI TRASMISSIONE.

Abbiamo sinora esaminato le caratteristiche fondamentali dei tipi di antenne usate per ricezioni televisive. Esamineremo ora i metodi generalmente adottati per trasferire l'energia a radiofrequenza captata dall'antenna ricevente al ricevitore televisivo. Uno dei più importanti canoni da rispettare nella trasmissione di tale energia è quella di non modificare o alterare la qualità di segnale ricevuto ed inviato al televisore. Un'altra

importante condizione da rispettare è quella di cercare di avere le minime perdite possibili nel trasferimento dell'energia dall'antenna al ricevitore.

Il trasferimento dell'energia ricevuta dall'antenna al ricevitore televisivo si effettua mediante la cosidetta « linea di trasmissione ».

Si tenga sin d'ora presente che la scelta di una linea di trasmissione più adatta, come pure il perfetto raccordo fra la impedenza caratteristica della linea stessa e la resistenza di radiazione dell'antenna, sono fattori altrettanto importanti quanto quelli relativi all'antenna stessa che abbiamo sopra esaminati.

Esistono vari tipi di linee di trasmissione oggi disponibili in commercio, fra i quali i principali sono:

1) Tipo bifilare a due fili paralleli con isolamento in politene, non schermati: impedenza caratteristica 300 ohm ovvero 150 ohm (normalmente conosciuta sotto il nome di nastro bifilare 300 ohm).
2) Lo stesso tipo di linea bifilare però schermata sotto una calza di rame.
3) Il cavo coassiale a conduttori concentrici, con isolamento in politene: impedenza 75 o 52 ohm.

La linea bifilare consiste in due conduttori paralleli mantenuti a distanza fissa mediante uno speciale materiale isolante (politene). Questa linea di trasmissione è molto flessibile e si presenta sotto la forma di un nastro piatto sui cui bordi corrono i due conduttori rivestiti pur essi dello stesso materiale isolante. Per l'installazione pratica di questa linea esiste tutta una serie di pezzi speciali isolatori, distanziatori, ecc, pronti per una corretta installazione in qualsiasi condizione di impiego. Questo tipo di linea di trasmissione ha il vantaggio di essere il meno costoso fra tutti i tipi di linee di trasmissione.

Esso presenta inoltre il vantaggio di una piccola attenuazione del segnale in paragone agli altri tipi di linee di trasmissione suaccennati. Presenta però lo svantaggio di captare, se di lunghezza molto rilevante, disturbi di svariato genere ed origini nonchè di funzionare in certi casi da antenna collettrice dello stesso segnale captato dall'antenna principale, provocando così la coesistenza di due segnali non in fase, che si comportano esattamente come fosse presente un'onda riflessa, con le conseguenze già esaminate in precedenza. La piattina bifilare risente in misura considerevole delle condizioni atmosferiche; è

spesso necessario rinnovarla ogni 6 mesi. Per questa ragione essa è sconsigliabile in climi particolarmente umidi.

Il tipo di linea bifilare schermata presenta il grande vantaggio di non captare disturbi o segnali indesiderati. Esso presenta però lo svantaggio di una maggiore attenuazione rispetto alla precedente linea bifilare scoperta: inoltre il suo costo è superiore (circa il doppio).

Questo tipo di linea di trasmissione presenta inoltre il vantaggio di poterla infilare in qualsiasi tipo di passaggio o condotta metallica o non metallica senza correre il rischio di alterare le sue caratteristiche elettriche, come può invece accadere in questo caso con la linea bifilare non schermata.

Il cavo coassiale consiste in due conduttori concentrici. Uno di tali conduttori è costituito da un filo o treccia collocato assialmente al centro, dal secondo conduttore costituito da un tubo o calza metallica circondante il primo conduttore. Il conduttore interno è generalmente sostenuto e spaziato dal conduttore esterno mediante un dielettrico esterno dotato di ottime caratteristiche di perdite dielettriche quale è il politene. Il conduttore esterno, che come è stato detto, consiste generalmente in una calza flessibile di sottili fili di rame, è coperto mediante un rivestimento di materiale isolante di tipo polivenile, allo scopo di proteggerlo da possibili danneggiamenti od alterazioni.

Questo tipo di linea di trasmissione possiede perdite maggiori delle altre due e viene costruito generalmente con un'impedenza di 75 ohm.

Ha inoltre lo svantaggio, di fronte ai primi tipi di linee di trasmissione or ora citati, di non essere simmetrizzato capacitivamente per i due conduttori verso terra. Infatti il conduttore a calza esterno viene generalmente messo a terra allo scopo di fungere quale schermo efficiente del conduttore interno. La simmetrizzazione o bilanciamento è molto importante inquantochè quasi tutti i ricevitori televisivi posseggono un ingresso d'antenna simmetrizzato. Vedremo comunque come sia possibile passare con adatti accorgimenti a linee di trasmissione sintonizzate, dalla condizione di asimmetria a quella di simmetria.

Abbiamo già accennato che per avere il massimo trasferimento di energia dall'antenna al ricevitore, è necessario che la impedenza di uscita, cioè la resistenza di radiazione dell'antenna, sia uguale all'impedenza caratteristica della linea di trasmissione. Pertanto nell'intento di ottenere il massimo trasferimento di energia dall'antenna al ricevitore si dovrà osservare

che l'impedenza di ingresso del ricevitore sia uguale all'impedenza centrale dell'antenna, e tali due valori devono pure essere uguali all'impedenza della linea di trasmissione adottata. Se quest'ultimo requisito non fosse possibile, occorrerà provvedere a speciali dispositivi detti a « trasformazione di impedenza », tali da realizzare il corretto raccordo fra linea di trasmissione ed antenna e tra linea di trasmissione e ricevitore.

Ogni linea di trasmissione possiede oltre alla propria resistenza ohmica dei conduttori, una determinata induttanza e cacapacità, le quali entrano in giuoco alle alte frequenze usate in televisione. Il valore di questa induttanza, capacità e resistenza, dipende dalle caratteristiche fisiche e costruttive della linea stessa.

L'impedenza di una linea di trasmissione può essere alta, bassa, resistiva, capacitiva, induttiva ovvero una qualsiasi combinazione di queste in dipendenza della lunghezza della linea stessa e del fatto che sia aperta o cortocircuitata ad un estremo.

Comunque esiste un determinato valore di impedenza di entrata di una linea, dipendente dalla sua induttanza e capacità, valore che la linea di trasmissione assume qualora considerata infinitamente lunga. Questa impedenza è chiamata « impedenza caratteristica ». Le caratteristiche fisiche di una linea di trasmissione possono essere rappresentate elettricamente sotto l'aspetto di una determinata induttanza e capacità per unità di lunghezza di linea. Adottando quantità elettriche l'impedenza caratteristica della linea di trasmissione è uguale alla radice quadrata del rapporto fra l'induttanza e la capacità per unità di lunghezza. Pertanto chiamando Z_0 tale impedenza caratteristica avremo:

$$Z_0 = \sqrt{L/C} \qquad [1]$$

L'impedenza caratteristica può essere anche espressa in funzione delle sue qualità fisiche. L'impedenza caratteristica di una linea a conduttori paralleli con isolamento in aria può essere calcolata con la seguente formula:

$$Z_0 = 276 \log \frac{2\,D}{d} \qquad [2]$$

nella quale: Z_0 = impedenza caratteristica;
D = distanza fra gli assi dei conduttori;
d = diametro dei conduttori.

Trattandosi di un cavo coassiale la sua impedenza caratteristica espressa in quantità fisiche può essere calcolata con la seguente formula:

$$Z_0 = 138 \log \frac{D}{d} \qquad [3]$$

dove: Z_0 = impedenza caratteristica del cavo;
D = diametro interno del conduttore esterno;
d = diametro esterno del conduttore interno.

Quando, come generalmente si verifica in pratica, esiste un dielettrico solido, (politene) fra i due conduttori, occorre moltiplicare le formule per il fattore $1/\sqrt{K}$, ove K è la costante dielettrica del materiale.

I valori di impedenza caratteristica sopra citati, sono riferiti, come è stato detto, ad una linea di trasmissione infinitamente lunga. In pratica una condizione di linea infinitamente lunga è impossibile a realizzarsi: però se una lunghezza finita di linea di trasmissione è terminata ad un suo estremo da un carico resistivo uguale alla sua impedenza caratteristica, tale condizione è equivalente a una linea infinitamente lunga e la impedenza all'altro estremo sarà pari all'impedenza caratteristica teorica.

In altre parole qualsiasi lunghezza di linea di trasmissione si presenta come una linea infinitamente lunga se essa è terminata con la sua esatta impedenza caratteristica Z_0. E' questo un punto molto importante da tenere presente nell'esatto raccordo delle linee di trasmissione.

Ripetiamo quindi che per ottenere il massimo trasferimento di energia dall'antenna al televisore indipendentemente dalla lunghezza della linea o dalla frequenza di lavoro, occorre che l'impedenza caratteristica della linea di trasmissione sia uguale all'impedenza d'uscita dell'antenna e d'entrata del ricevitore.

L'esigenza del trasferimento della massima energia dalla antenna al televisore non è però l'unico requisito che si richiede per il più efficiente raccordo fra antenna, linea di trasmissione e ricevitore.

Un'altra considerazione altrettanto importante, se non più di quella relativa al trasferimento dell'energia dall'antenna al ricevitore, deriva dal fatto che se l'impedenza caratteristica della linea di trasmissione non è uguale a quella dell'impedenza d'ingresso del ricevitore, una parte dell'energia sarà riflessa dall'ingresso del ricevitore stesso lungo la linea di trasmissione dando luogo a delle onde stazionarie lungo la linea stessa.

Un disaccordo fra l'impedenza caratteristica della linea e l'impedenza d'ingresso del ricevitore provoca una riflessione di energia lungo la linea stessa la cui entità dipende dal disaccordo delle due impedenze.

L'energia riflessa dal ricevitore dopo aver percorso tutta la linea di trasmissione viene in parte reirradiata dall'antenna con possibilità di disturbi interferenziali verso antenne riceventi vicine, e in parte viene di nuovo riflessa indietro lungo la linea di trasmissione sino a giungere una seconda volta al ricevitore provocando in tal modo degli sdoppiamenti o triplicazioni di immagini nello schermo ricevente.

Autorizzazione del Tribunale di Milano 16-1-61 - N. 5502 del Registro
Direttore responsabile ALFONSO GIOVENE - Proprietà della Editrice Il Rostro
Distribuzione in abbonamento postale - Gruppo II
Distribuzione STE - Milano

Leggete, diffondete tra i vostri conoscenti, i nostri due periodici:

l'antenna

mensile di radiotecnica, televisione e tecnica elettronica. La più diffusa ed aggiornata rivista del ramo. Indispensabile a chiunque voglia essere al corrente di tutte le novità, nazionali ed estere. Si pubblica da 34 anni.

Abbonamento annuo L. 3.500 + I.G.E. Un numero L. 350

alta fedeltà

rivista mensile dedicata a quanti si occupano di Hi-Fi in tutte le sue applicazioni. E' unica in Italia riguardante il settore della bassa frequenza e l'intero campo dell'elettroacustica, amplificatori, stereofonia, magnetofoni, ecc.

Abbonamento annuo L. 2.500 + I.G.E. Un numero L. 250

è uscito lo

SCHEMARIO TV

XII Serie - 1961

contiene, come i precedenti, 60 schemi di apparecchi TV delle più note fabbriche italiane ed estere, di cui diamo l'elenco completo:

1 ADMIRAL: mod. T23S6 - T23S8 • **2 ALLOCCHIO BACCHINI:** mod. 21M110 I serie • **3 ATLAS MAGNETI MARELLI:** mod. RAV86 - RAV87 • **4 ART:** mod. Pomart - Pensilvania 19" - 23" • **5 ATLANTIC:** mod. 404 • **6 BLAUPUNKT:** mod. Cortina 7525 - Seveso 7555 ecc. • **7 CAPRIOTTI CONTINENTAL:** mod. CM901 - 903 • **8 CGE:** mod. 4461 • **9 CGE:** mod. 5961 - 23" • **10 CONDOR:** mod. TVP5 - TVP5L - TVP52L • **11 CONDOR:** mod. 271 - 272MM - 272CM • **12 CONDOR:** mod. P95 • **13 DUMONT:** mod. RA166 - 171 • **14 EFFEDIBI:** mod. Saturno 21" e Giove II 17" • **15 EMERSON:** mod. 2048/c • **16 EMERSON:** mod. 2052 • **17 EMERSON:** mod. 2052 UHF • **18 EUROPHON:** mod. 23" • **19 FIMI-PHONOLA:** mod. 1735 ST • **20 FIMI-PHONOLA:** mod. 2139/1 UHF • **21 FIMI-PHONOLA:** mod. 1741 P • **22 GELOSO:** mod. GTV 1043 - GTV 1020 • **23 GRUDING:** mod. 349 - 749 • **24 GRUDING:** mod. 856 • **25 GRUDING:** mod 435ML • **26 INCAR:** mod. 2210-E • **27 IRRADIO** mod. 18T602 • **28 IRRADIO:** mod. 22TT615 • **29 ITALVIDEO:** mod. G179 • **30 ITALVIDEO:** mod. Trpical • **31 LA SINFONICA:** mod. Rubert 23 • **32 LOEWE OPTA:** mod. Iris/Atrium • **33 MINERVA:** mod. 5953/2 Molise • **34 MINERVA:** mod. 6058/1 Ischia 6058/2 Campania • **35 NOVA:** mod. N78 • **36 OREM::** mod. TV17" - 21" - 1960 • **37 RADIOMARELLI:** mod. RV515 • **38 RAYMOND:** mod. G213 • **39 RAYMOND:** mod. G178 • **40 SABA:** mod. T804 - 805 - 814 • **41 SABA:** mod. S806 • **42 SCHAUB LORENZ:** mod. Weltspiegel 1053 • **43 SCHAUB LORENZ:** mod. Illustraphon 17W35Z • **44 SIEMENS:** mod. TV1740 • **45 TELEFUNKEN:** mod. FE21/53T • **46 TELEFUNKEN:** mod. TTV32/17 • **47 TELEREX:** mod. 601/23 - 602/19 • **48 TELEVIDEON:** mod. TV 23" - serie E normale • **49 TRANS CONTINENTS:** mod. PD110 - 111 - 112 • **50 TRANS CONTINENTS:** mod. 58017 - 58021 • **51 TRANS CONTINENTS:** mod. PD60021 - NRC821 • **52 ULTRAVOX:** mod. Serie 1961 • **53 VEGA:** mod. 17A1 - 21A1 • **54 VAR RADIO:** mod. 592/17 - 593/21 • **55 VOXSON:** mod. T232 • **WEST:** mod. VS88 - VS89 • **57 WESTMAN:** mod. TV380 - T21 • **58 WESTINGHOUSE:** mod. TV326 - T21 • **WESTINGHOUSE:** mod. TV101A - 102 • **60 WESTINGHOUSE:** mod. TV406 - T21.

CORSO
TEORICO - PRATICO DI
TELEVISIONE

DISPENSA

N. 25

SOMMARIO

LEZIONE XLII:

L'antenna TV americana e l'antenna TV europea — Riflessioni e onde stazionarie — Proprietà delle linee di trasmissione accordate — Applicazioni relative.

LEZIONE XLIII:

Tipi di antenne riceventi per TV — Raccordo (adattamento) dell'antenna alla linea di trasmissione — Adattamento con linea in quarto d'onda — Nomogramma per il calcolo dell'impedenza di una linea in quarto d'onda — L'orientamento dell'antenna — Norme per la posa dell'antenna e relativa linea di trasmissione.

TUTTI I DIRITTI RISERVATI ALLA EDITRICE IL ROSTRO - MILANO

TIPOGRAFIA EDIZIONI TECNICHE - MILANO - VIA BALDO DEGLI UBALDI, 6

LEZIONE XLII

L'ANTENNA TV AMERICANA E L'ANTENNA TV EUROPEA PER VHF

La produzione americana di antenne TV è veramente imponente sia come varietà di tipi, che come caratteristiche elettriche piuttosto insolite. Le esigenze americane in fatto di antenne TV sono effettivamente molto diverse dalle esigenze europee. Dato il grande numero di stazioni emittenti televisive esistenti in America, ogni televisore ha quasi sempre la possibilità di ricevere diverse stazioni trasmittenti con un diverso programma, cosa che naturalmente non si verifica attualmente in Europa. Il fatto stesso quindi che un televisore può ricevere diverse stazioni con diversa lunghezza d'onda, implica automaticamente l'adozione di un'antenna o di un complesso di antenne tali da garantire la ricezione di una varietà di frequenze tutte comprese entro i 13 (1) canali americani dedicati alle emissioni televisive. Naturalmente la cosa è possibile solo facendo un compromesso fra le sensibilità e quindi il guadagno dell'antenna, esteso al maggior numero di canali ricevibili. Generalmente nelle antenne americane si è adottata tacitamente una suddivisione nelle cosidette due bande della televisione, e cioè la banda bassa che va dai 50 MHz agli 80 MHz, e la banda alta, che va dai 175 MHz ai 216 MHz. Quasi tutte le antenne americane quindi hanno la caratteristica di poter ricevere o entro la banda bassa o entro la banda alta e cioè 5 canali della prima banda e 7 canali entro la banda alta.

Se pertanto un teleamatore desidera ricevere diverse stazioni, le quali sono collocate sia entro la banda alta, che entro la banda bassa, deve adottare un'antenna doppia che consenta il rispetto dei suesposti requisiti di ricezione.

(1) Il 1° canale basso non è adibito alla TV circolare .

Comunque anche con questo sacrificio di ridurre l'estensione totale della ricezione su 12 canali, entro due bande, una delle quali di 5 canali e l'altra di 7 canali, conduce alla creazione di antenne che evidentemente non possono avere una uguale sensibilità o guadagno o direttività per ciascuno dei canali compresi nella banda utile. L'antenna americana quindi è caratterizzata dal fatto di poter ricevere diversi canali però con una sensibilità che non è la massima ottenibile per singolo canale; è quindi una sorta di compromesso fra la massima efficienza in guadagno e la massima larghezza di banda che comprenda i canali desiderati.

Ben diversa è per contro la situazione che esiste nella TV europea ove si possono ricevere al massimo due programmi. In Italia il II programma sarà irradiato in UHF per cui sarà indispensabile un' apposita antenna. L' antenna ricevente europea è caratterizzata dal fatto di essere sintonizzata su un unico canale, con conseguente maggiore efficienza in tutte le caratteristiche elettriche.

Si tenga pertanto presente quanto abbiamo detto poc'anzi inquantochè capita sovente di considerare anche qui in Italia antenne del tipo americano delle quali vengono riportati gli asseriti pregi di ampiezza di banda di canali e di universalità di ricezioni possibili di tutte le emissioni TV esistenti. Si diffidi quindi senz'altro di tali allettamenti e per le esigenze della televisione italiana ci si orienti verso il tipo di antenna nostrana, calcolata e costruita razionalmente per la ricezione dell'unico canale preferito: con ciò non è da escludersi la possibilità di ricezioni di altri canali più o meno vicini di quello preferito, naturalmente con guadagni e direzionalità più o meno ridotti, rispetto a quella relativa al canale preferito.

RIFLESSIONI E ONDE STAZIONARIE.

Come già è stato accennato l'impedenza di entrata di una linea di trasmissione di lunghezza infinita, è eminentemente resistiva ed uguale all'impedenza caratteristica della linea stessa determinata dalle sue caratteristiche fisiche e cioè:

$$Z_0 = \sqrt{L/C}$$

Quando un segnale viene inviato entro una tale linea infinitamente lunga il segnale stesso viaggerà lungo tale linea sino

ad essere interamente dissipato nella resistenza caratteristica di terminazione della linea.

Poichè quindi il segnale viene interamente dissipato, non vi sarà alcuna possibilità di riflessione di ritorno sulla linea stessa e nessuna onda stazionaria sarà presente. La corrente e la tensione in tale linea saranno in fase lungo di essa poichè l'impedenza presentata al segnale entrante appare come una resistenza pura.

Un perfetto equivalente di una linea infinitamente lunga può essere ottenuto come già accennato, terminando qualsiasi lunghezza finita della linea stessa in un carico resistivo che eguagli la sua impedenza caratteristica. Ogni energia immessa in una linea di lunghezza finita terminata da un carico resistivo uguale alla sua impedenza caratteristica sarà totalmente assorbita, esattamente come se la linea stessa fosse di lunghezza infinita.

Per questa ragione un segnale immesso in tale linea sarà completamente assorbito dall'impedenza di carico risultandone un'assoluta assenza di segnali riflessi dalla terminazione di uscita della linea stessa.

E poichè l'impedenza di carico di una linea esattamente terminata appare come una resistenza pura nei riguardi del segnale, la corrente e la tensione saranno anche qui in fase.

Non vi sarà quindi alcuna energia reattiva viaggiante in un senso e nell'altro lungo la linea e questa stessa linea verrà denominata in questo caso come non risonante. Questa è la precisa condizione desiderabile per le linee di trasmissione usate nei sistemi di antenne riceventi per televisione.

Per contro se la linea non è terminata nella sua impedenza caratteristica, essa apparirà come non infinitamente lunga e tutto il segnale immesso nella linea stessa non sarà più assorbito dal carico come sopra accennato. Tale carico non apparirà come una resistenza pura, ma avrà invece delle componenti reattive sia capacitive, che induttive, e ciò in dipendenza della effettiva lunghezza della linea, ed in relazione al fatto che la porzione resistiva del carico sia più alta o più bassa della impedenza caratteristica della linea stessa. Ne risulterà che il segnale non assorbito dal carico verrà riflesso indietro nella linea come energia reattiva e la combinazione fra il segnale in movimento nella linea dall'antenna al ricevitore e l'energia reattiva riflessa indietro dal carico terminale della linea stessa (uscita) produrrà delle onde stazionarie lungo di essa.

Questi segnali riflessi possono distruggere la nitidezza dell'immagine poichè la porzione del segnale non assorbita dal carico, continua a viaggiare in su e in giù lungo la linea, sinchè non sarà via via dissipata. Se la linea di trasmissione è lunga, la differenza nel tempo di arrivo del segnale originale e la porzione del segnale riflesso nella linea stessa, causerà un trascinamento nei bordi dei dettagli dell'immagine ovvero uno spostamento orizzontale dell'immagine stessa.

Poichè il percorso del secondo segnale (segnale riflesso) si verifica dal ricevitore verso l'antenna e indietro di nuovo sino al ricevitore, la differenza di tempo o quantità di spostamento sullo schermo fra l'immagine originale e quella secondaria riflessa, sarà data dal tempo richiesto dal segnale riflesso per percorrere due volte la lunghezza della linea di trasmissione.

Il rapporto di onde stazionarie di una linea di trasmissione, indica il rapporto di disadattamento fra l'impedenza caratteristica della linea e l'impedenza di carico. Cioè il rapporto di onde stazionarie Z_s è uguale a Z_o/Z_t ove Z_o rappresenta l'impedenza caratteristica della linea e Z_t, la terminazione di carico. Da questa relazione risulta apparente che un rapporto di onde stazionarie uguale all'unità rappresenta un perfetto adattamento fra l'impedenza caratteristica della linea e l'impedenza di carico.

E' interessante osservare a questo punto che è solo necessario che l'impedenza caratteristica di ingresso del ricevitore sia perfettamente adatta all'impedenza caratteristica della linea di trasmissione, nell'intento di prevenire riflessioni lungo la linea.

Ad esempio se l'impedenza d'ingresso del ricevitore eguaglia l'impedenza caratteristica della linea, ma l'impedenza dell'antenna non si adatti a quella della linea, non si avranno riflessioni poichè l'impedenza d'ingresso del ricevitore termina esattamente la linea nella sua impedenza caratteristica, assorbendo in tal modo tutta l'energia inviata lungo la linea stessa. Peraltro se l'impedenza dell'antenna non si raccorda con l'impedenza caratteristica della linea, ne deriva che l'antenna non è in condizioni di fornire la massima intensità del segnale al ricevitore, cioè ha basso rendimento.

Pertanto in tutti i casi in cui *non* vi sia scarsezza di segnale non ci si dovrà preoccupare molto dell'esatto raccordo fra la linea di trasmissione e l'antenna ricevente. Naturalmente questa norma non ha valore quando vi sia scarsezza di segnale e si debba ricavare dall'antenna ricevente la massima efficienza.

Non tutta l'energia però fornita dall'antenna alla linea di trasmissione arriva al termine di questa nella stessa quantità.

Una parte di questa energia viene dissipata in perdite lungo la linea stessa. Tali perdite sono dovute principalmente alle perdite nel dielettrico costituente il materiale isolante della linea e che separa i due conduttori ed aumenta con la frequenza del segnale, che attraversa la linea.

L'attenuazione di una linea di trasmissione aumenta all'incirca con la radice quadrata della frequenza.

Per le normali linee di trasmissione bifilari in nastro di politene l'attenuazione è di circa 2,5 dB per 100 metri a 50 MHz e di circa 5 dB per 100 m a 200 MHz. Per il cavo coassiale del tipo usato negli impianti riceventi TV, l'attenuazione è di circa 8 dB per 100 m a 50 MHz e di circa 15 dB per 100 m a 200 MHz.

Si tenga presente a questo proposito che un'attenuazione di 6 dB significa una riduzione alla metà della tensione in ingresso a quella in uscita dalla linea di trasmissione. Un'attenuazione di 10 dB rappresenta una riduzione della tensione dall'ingresso all'uscita di circa 3 volte.

In altre parole se all'uscita dall'antenna si hanno 500 microvolt alla fine della linea di trasmissione si avranno solo 167 microvolt di segnale al ricevitore, con un'attenuazione di 10 dB.

Da quanto precede risulta che è essenziale una preventiva e prudente valutazione delle perdite che possono derivare da una linea di trasmissione malamente scelta. Ciò nell'intento di ottenere sempre il massimo segnale al ricevitore.

Decibel	Tensione	Decibel	Tensione
0,5	1,06	8	2,51
1	1,12	9	2,82
1,5	1,19	10	3,16
2	1,26	11	3,55
2,5	1,33	12	3,98
3	1,41	13	4,47
3,5	1,49	14	5
4	1,58	15	5,62
4,5	1,68	16	6,31
5	1,78	17	7,08
5,5	1,88	18	7,94
6	2	19	8,91
6,5	2,11	20	10
7	2,24	25	17,8
7,5	2,37	30	31,6

Come prima approssimazione si può ritenere comunque che una linea di trasmissione in cavo coassiale possieda una attenuazione all'incirca tripla di quella di una linea di trasmissione bifilare in nastro di politene.

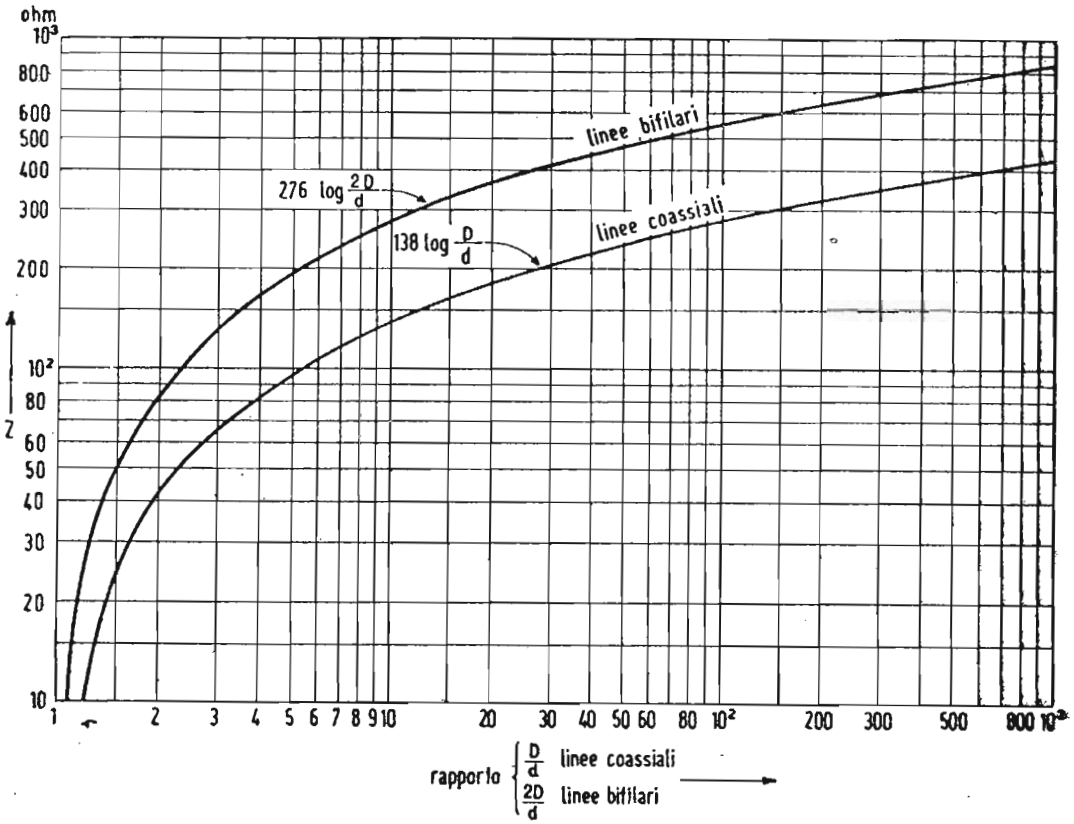


Fig. 25. — Diagramma per l'impedenza caratteristica delle linee coassiali e bifilari.

Ritornando ancora sull'argomento dell'impedenza caratteristica di una linea, merita ricordare che il valore di tale impedenza caratteristica Z_0 può essere calcolato dalla formula:

$$Z_0 = 276 \cdot \log 2D/d \qquad [2]$$

dove D è la distanza fra asse e asse dei due conduttori, e d è il loro diametro. E' questo il valore di impedenza caratteristica di una linea di trasmissione a due conduttori paralleli isolati in aria.

L'impedenza caratteristica di un cavo coassiale pure isolato in aria fra i due conduttori concentrici è data dalla formula:

$$Z_0 = 138 \cdot \log D/d \qquad [3]$$

ove D è il diametro interno del conduttore esterno, e d è il diametro esterno del conduttore interno.

Il nomogramma di fig. 25 dà in grafico tali valori.

In pratica però negli impianti di ricezione televisiva le linee di trasmissione non sono a dielettrico aria, bensì a dielettrico solido generalmente politene; in tal caso il valore dato dalle formule sopra accennato dovrà essere moltiplicato per il fattore:

$$1/\sqrt{K}$$

dove K è la costante dielettrica del materiale isoltante. La costante dielettrica K nel caso del politene varia da 0,80 a 0,85.

PROPRIETA' DELLE LINEE DI TRASMISSIONE ACCORDATE - APPLICAZIONI RELATIVE.

Uno spezzone di linea di trasmissione di lunghezza multipla o sottomultipla di quarti di lunghezza d'onda di un segnale a radiofrequenza, entra in risonanza elettrica con tale frequenza e manifesta dei comportamenti caratteristici a seconda che uno od entrambi dei suoi estremi sono aperti o cortocircuitati. Senza entrare in una profonda trattazione matematica di questo problema, cosa che ci porterebbe fuori dei limiti pratici impostici in questo nostro Corso, basterà conoscere le principali caratteristiche applicative delle linee risonanti.

Tali caratteristiche sono profondamente diverse a seconda che la linea ha una lunghezza pari ad una mezza lunghezza d'onda od un multiplo di questa, ovvero ad un quarto di lunghezza d'onda od un multiplo dispari di questa.

Si noti a questo proposito che la lunghezza elettrica risonante di una sezione di linea non corrisponde in pratica esattamente alla nota relazione:

$$\lambda \text{ (lunghezza d'onda in metri)} = \frac{V}{n}$$

ove V è la velocità di propagazione dell'onda elettrica pari a 300.000 km al secondo, ed n è la frequenza in MHz.

La velocità di propagazione di una radioonda lungo una linea di trasmissione sarà inferiore al valore ora citato di 300.000 km/sec, in conseguenza della presenza del dielettrico fra i due

conduttori. La velocità di propagazione è una funzione di:

$$1/\sqrt{L/C}$$

ove L è l'induttanza in serie e C è la capacitanza in derivazione per unità di lunghezza della linea.

Per conoscere quindi l'esatta lunghezza di linea che possa entrare in risonanza in mezz'onda o in quarto d'onda su una determinata frequenza occorre moltiplicare il valore dato dalla formula sopra citata per coefficiente K il quale dipende dal dielettrico usato nella linea stessa.

Tipo di linea:	K
Linea bifilare in aria	0,975
Piattina bifilare 300 ohm	0,82
Piattina bifilare 150 ohm	0,68
Cavo coassiale in aria	0,85
Cavo coassiale in politene	0,75

Una sezione di linea risuonante in mezz'onda, presenta alle sue estremità, identiche caratteristiche di comportamento. Avremo pertanto una identica impedenza caratteristica alle due estremità come pure la stessa tensione alternativa alle due estremità.

Un corto circuito ad una delle sue estremità, corrisponderà a cortocircuitare automaticamente anche l'altra estremità.

Nella linea risonante in mezz'onda avremo quindi due valori identici ed opposti di tensione alternativa alle due estremità ed un massimo di corrente al centro.

Una linea risuonante in quarto d'onda presenta invece caratteristiche completamente diverse. Infatti se ad una sua estremità vi è tensione massima all'altra estremità vi è tensione « zero »: per contro all'estremità dove vi è tensione « zero » vi è la massima corrente, ed alla estremità dove vi è la massima tensione vi è « zero » corrente. Ne possiamo pertanto dedurre che se all'estremità dove vi è tensione « zero » e corrente massima, poniamo un corto circuito, la linea oscilla elettricamente come un circuito accordato in parallelo.

Pertanto una linea risonante in quarto d'onda cortocircuitata ad una sua estremità si comporta esattamente come un circuito oscillatorio ad alto Q e la sua estremità libera presenta una altissima impedenza.

Infatti per questa sua caratteristica proprietà, sovente una linea in quarto d'onda avente una estremità in corto circuito

messa a terra, rappresenta un ottimo « isolatore metallico » superiore come efficienza di isolamento a qualsiasi isolatore a dielettrico solido.

Inoltre se in una linea risuonante in quarto d'onda, il corto circuito viene effettuato ad una sua estremità prima o dopo dell'esatta lunghezza elettrica di risonanza, l'altra estremità libera diverrà capacitiva o induttiva. Sarà capacitiva se la lunghezza sarà inferiore alla sua lunghezza di risonanza, mentre sarà induttiva se la lunghezza sarà superiore alla lunghezza elettrica di di risonanza.

Per questa proprietà di una linea risonante in $\lambda/4$ con una estremità in corto circuito, di variare la sua impedenza da un minimo del corto circuito al massimo dell'altro estremo, essa viene frequentemente impiegata come trasformatore di impedenza.

Infatti se una sezione di linea in quarto d'onda di una determinata impedenza caratteristica Z_0 viene connessa alle due estremità a due circuiti elettrici aventi diverse impedenze caratteristiche Z_1 e Z_2 sussisterà la relazione:

$$Z_0 = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2} \qquad [4]$$

Nel caso ad esempio particolare di raccordare l'impedenza di una antenna con l'impedenza di una linea di trasmissione di differente valore si potrà interporre fra l'antenna e la linea di trasmissione una sezione di linea risuonante in quarto d'onda la cui impedenza caratteristica sarà data da:

$$Z_0 \text{ (della linea di raccordo)} = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}$$

ove Z_1 è l'impedenza dell'antenna, e Z_2 è l'impedenza della linea di trasmissione.

La lunghezza elettrica della linea in quarto d'onda sarà calcolata secondo le considerazioni esposte sopra.

Sezioni di linea di trasmissione, sia cortocircuitate come a circuito aperto possono venire usate come elementi di raccordo ovvero come elementi di adattamento di impedenza: tali elementi vengono sovente chiamati in gergo anglosassone col nome di « stub ». Un tipico « stub » risonante a circuito aperto è illustrato in fig. 26-a. E' facile constatare come dalla distribuzione di corrente indicata, l'estremità più vicina all'antenna ha una corrente massima, ed è perciò un punto a bassa impedenza. L'opposta estremità aperta ha una corrente minima ed è un

punto ad alta impedenza. Ovviamente perciò tutti i punti interposti fra questi due punti singolari avranno varie impedenze comprese fra i due valori estremi.

Se una linea a 300 ohm di impedenza caratteristica deve essere raccordata ad un dipolo a 73 ohm non sarà difficile trovare lungo la linea risonante in quarto d'onda un punto nel quale

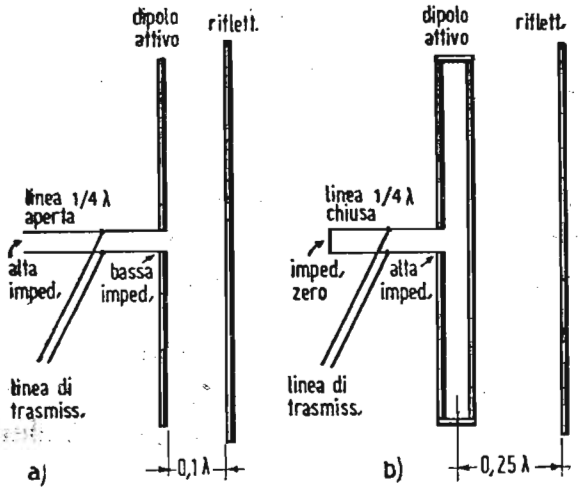


Fig. 26. — Impiego di linee in quarto d'onda (stub) per aumentare **a**), o per diminuire **b**), l'impedenza di un'antenna.

l'impedenza sia di 300 ohm raccordandosi così con l'impedenza caratteristica della linea di trasmissione.

Degli « stub » di raccordo vengono inoltre frequentemente inseriti ai morsetti d'ingresso d'antenna di un televisore allo scopo di migliorarne il raccordo con la linea di trasmissione.

Un accorgimento di questo genere si dimostra utilissimo quando un carico ha una componente reattiva la quale può infirmare una buona ricezione del segnale TV. Come risulta dalla fig. 27, lo « stub » è applicato ai terminali d'ingresso d'antenna del ricevitore: la precisa lunghezza *l* della linea risonante (« stub ») viene determinata per tentativi sino ad eliminare la non desiderata reattanza del carico.

Uno spezzone di linea bifilare in politene può venire usato a questo scopo e partendo da una lunghezza leggermente superiore a quella di un quarto d'onda verrà progressivamente cortocircuitato in accorciamento, fino a che le onde stazionarie presenti dovute alle componenti reattive del carico scompaiono. Ciò si potrà facilmente constatare osservando una immagine ricevuta sullo schermo del ricevitore.

Componenti reattive possono altresì venire introdotte da una

antenna la quale ha una lunghezza non esattamente corrispondente alla frequenza dell'onda ricevuta; e ciò perchè sopra e sotto le condizioni di risonanza, l'antenna possiede delle componenti reattive predominanti anzichè essere una resistenza pura. In un caso particolarissimo, nel quale esistono due terminazioni di uguale impedenza, ma non dell'esatto valore dell'impedenza del-

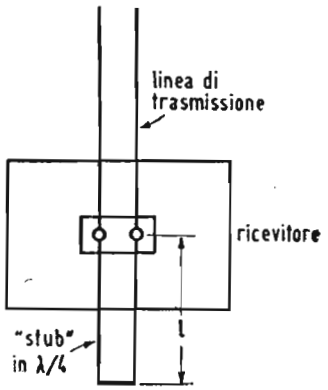


Fig. 27. — Impiego di uno spezzone di linea in quarto d'onda (stub) per la soppressione di riflessioni causate da imperfetto raccordo d'impedenza fra televisore e linea.

la linea di trasmissione che li congiunge, si potrà variare per tentativi la lunghezza effettiva della linea stessa in modo da inserirne multipli di mezza lunghezza d'onda e facendo sì che la linea stessa divenga un vero e proprio trasformatore a rapporto 1 a 1. Questa esigenza può essere realizzata collegando in parallelo con la linea di trasmissione ai morsetti del televisore uno « stub » di raccordo prossimo al quarto di lunghezza d'onda e cercando la migliore posizione del corto circuito all'estremità. Ciò si verifica in quanto che l'aggiunta di una capacità od induttanza a qualsiasi circuito accordabile, lo porterà in risonanza.

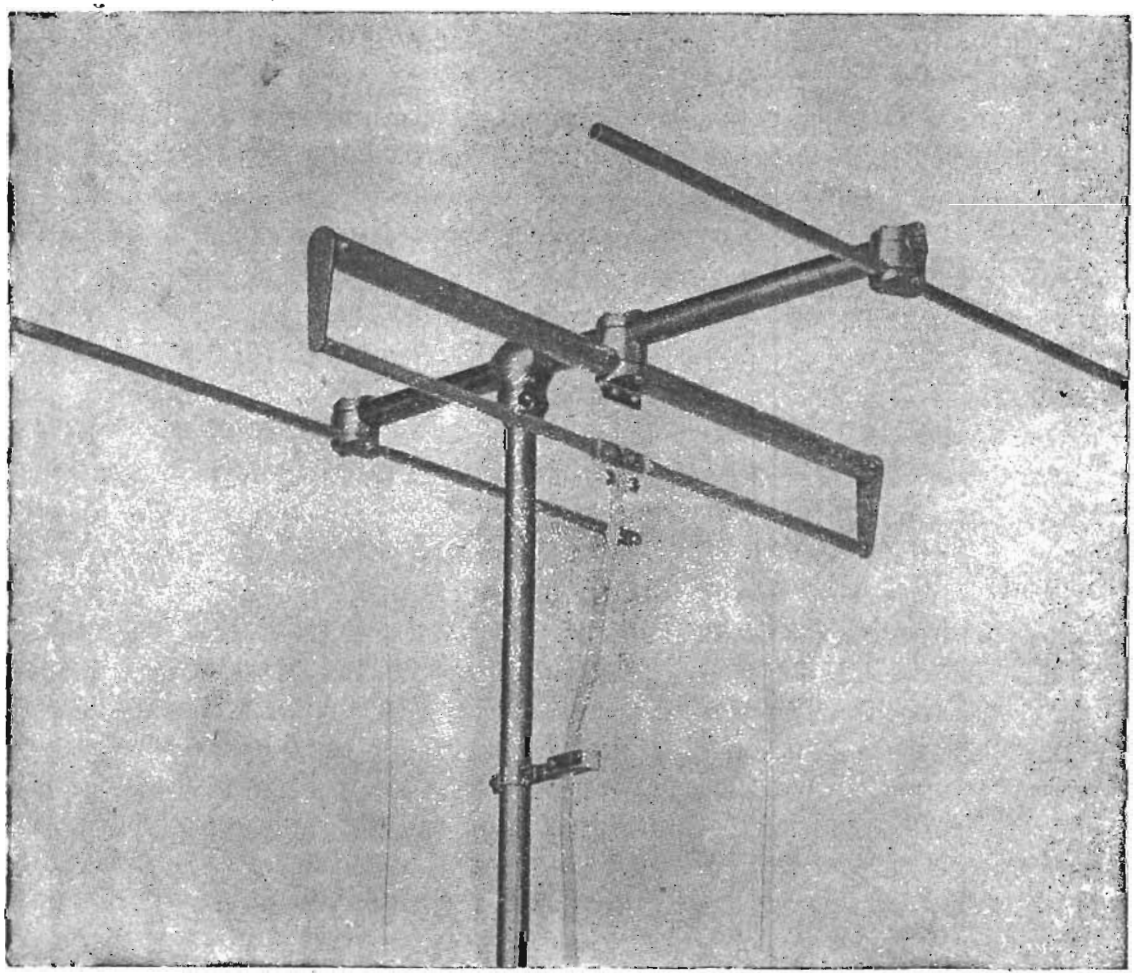
Una linea di trasmissione disadattata, con le risultanti onde stazionarie, si comporta come un circuito risonante accordato, e l'aggiunta di elementi di raccordo come gli « stub » sopracitati, i quali agiscono come capacità od induttanze, influirà sulle caratteristiche della linea di trasmissione alla quale sono applicati. Se la linea di trasmissione viene adattata in modo da agire come un trasformatore a rapporto 1 a 1 la sua impedenza caratteristica diviene trascurabile agli effetti del perfetto raccordo del complesso di collegamento. Ciò che è importante ricordare, è che tale requisito diviene trascurabile quando la lunghezza della linea di trasmissione è di mezza lunghezza d'onda o di multipli di mezza lunghezza d'onda. In tal caso la linea agirà come un trasformatore a rapporto 1 a 1 e l'attenuazione del segnale dovuta al disadattamento sarà resa minima.

L'aggiunta di « stub » induttivi o capacitivi in serie od in parallelo migliorerà ancor più questo risultato. Un esatto aggiustamento della lunghezza dello « stub » deve comunque essere sempre effettuato nell'intento di realizzare una lunghezza elettrica di trasmissione equivalente a multipli di mezza lunghezza di onda.

L'azione dello « stub » nel senso di allungare o accorciare la linea dipende unicamente dalla circostanza se la linea appare come un circuito in serie od in parallelo al generatore (antenna).

Se la linea agisce come un circuito in serie ed uno « stub » capacitivo viene applicato, l'effetto totale capacitivo è ridotto portando il circuito risonante ad una frequenze più alta (lo stesso risultato si può ottenere accorciando la linea di trasmissione).

Se al contrario la linea di trasmissione appare come un cir-



Tipo di antenna TV con dipolo ripiegato (folded) a 2 elementi di differente diametro per l'esatto raccordo con la piattina bifilare 300 ohm (antenna autoadattante).

cuito risonante in parallelo e uno « stub » capacitivo è collocato ai suoi capi, esso agirà nel senso di accrescere la sua capacità (capacità in parallelo) diminuendo la frequenza di risonanza. L'abbassamento della frequenza di risonanza è equivalente allo allungamento della linea di trasmissione. Degli « stub » di raccordo induttivi agiscono in modo simile, in relazione al modo col quale essi sono aggiunti a circuiti in serie parallelo ovvero se essi vengono o meno aggiunti in parallelo con induttanze esistenti ovvero in serie con esse. Comunque sia, se la linea viene allungata o accorciata elettricamente, il risultato finale sarà sempre lo stesso, nel senso che la linea diverrà un multiplo di mezza lunghezza d'onda.

Sezioni di linea risonante possono venire usate anche come filtri o circuiti reiettori in modo da sopprimere segnali disturbanti indesiderati.

Pertanto uno « stub » in quarto d'onda inserito, come detto sopra, ai morsetti d'ingresso d'antenna di un ricevitore, mentre si comporta come un isolatore perfetto, quindi con impedenza massima agli effetti della frequenza desiderata in arrivo, presenterà un'impedenza massima sempre minore verso tutte le frequenze disturbanti che si desiderano sopprimere.

LEZIONE XLIII

TIPI DI ANTENNE RICEVENTI PER TV.

a) Antenna a dipolo semplice o ripiegato (folded) munita di elementi direttori e riflettore. — A seconda del numero degli elementi e dell'accoppiamento in altezza dei vari gruppi d'antenna si hanno i guadagni dati dalla Tabella A (fig. 28).

TABELLA A

Prospetto caratteristiche antenne TV

Tipo di antenna	Note	Guadagno dB	Impedenza ohm
Semplice dipolo	Banda stretta	0	- 72
Dipolo ripiegato	Banda più larga	0	300
A ventaglio (fanned)	Banda larga	0	200 ÷ 300
Dipolo + direttore	Direttore		
spaziatura 0,25 λ		3,5	0,75 *R*
spaziatura 0,1 λ	5% più corto	5,5	0,2 *R*
Dipolo + riflettore	Riflettore		
spaziatura 0,25 λ	5% più lungo	4,5	0,83 *R*
spaziatura 0,15 λ		5,5	0,35 *R*
Dipolo + direttore + riflettore .	Dirett. — 5%		
spaziatura 0,25 λ	Riflet. + 5%	6	0,35 *R*
spaziatura 0,15 e 0,15 λ . . .		8	0,14 *R*
Yagi a 4 elementi:			
spaziatura 0,1 e 0,15 λ . . .		9	0,1 *R*

R è l'impedenza del dipolo singolo.

Per ciascuno degli 8 canali VHF - TV italiani occorre un determinato tipo di antenna di adatte dimensioni.

Nelle aree a campo intenso si possono però ricevere i canali *D, E, F, G, H,* con una unica antenna dimensionata pel canale *F,* salvo naturalmente l'orientamento più o meno adatto.

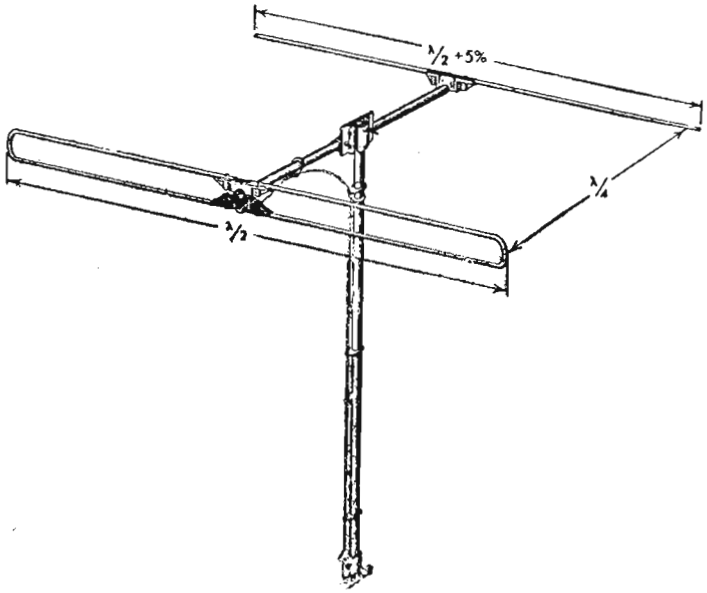


Fig. 28. — Antenna a dipolo ripiegato a 2 elementi.

b) *Antenne a dipolo tipo Yagi.* — Tale tipo di antenna è fondamentalmente simile al tipo a) salvo che fa generalmente uso di un grande numero di elementi direttori (da 4 a 12). In pratica non vi è convenienza a superare il nmero di 8 ÷ 10 direttori.

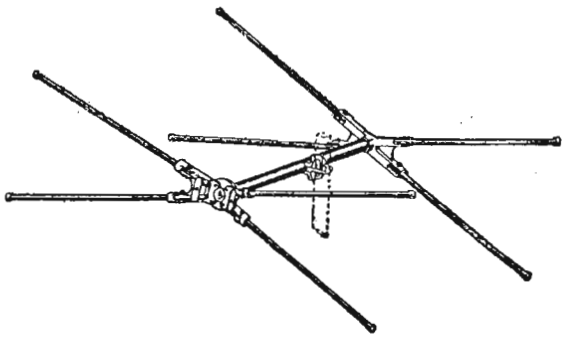


Fig. 29. — Antenna tipo « fanned » a due elementi.

Ogni direttore aggiunto, oltre il primo (vedi antenna tipo a) a 3 elementi) provoca un accrescimento di guadagno di circa 2,5 dB.

Occorre un' antenna Yagi adatta per ciascuno degli 8 canali TV.

c) Antenne del tipo a ventaglio (fanned). — Presentano in genere un minor guadagno, a parità di elementi rispetto ai primi due tipi a) e b) (fig. 29).

Però hanno il vantaggio di adattarsi sufficientemente alla ricezione di tutti gli 8 canali con un unico tipo di adatte dimensioni.

Tale possibilità è poi ottima raggruppando i canali *A, B, C, D, E, F, G, H*: con queste antenne occorrono quindi due soli tipi per coprire tutti i canali TV italiani VHF.

d) Antenne del tipo a V. — Usate con o senza riflettore presentano un buon guadagno sempre superiore al tipo a) pure avendo una larghezza di banda superiore.

RACCORDO (ADATTAMENTO) DELL'ANTENNA ALLA LINEA DI TRASMISSIONE.

Abbiamo visto come, quando ad un semplice dipolo che presenta una impedenza di 72 ohm si collega un altro dipolo parallelo e si cortocircuitano tra loro le estremità dei dipoli paralleli, l'impedenza del dipolo cambia, cioè aumenta da un minimo di 4 volte ad un massimo misurabile di 50 volte.

Il rapporto d'impedenza (cioè il rapporto tra l'impedenza del semplice dipolo e quella dello stesso dopo l'aggiunta di quello parallelo) dipende:

a) dal diametro dei tubi costituenti i dipoli.

b) dalla loro distanza (fra centro e centro).

mentre sappiamo già che la lunghezza dei dipoli influisce solo sulla sintonia.

Il nomogramma di fig. 16, lez. XL, è in grado di risolvere qualunque problema di adattamento ci si presenti nel caso di antenne di tal genere.

Supponiamo di scegliere l'antenna Yagi a 4 elementi, citata nell'ultima riga della Tabella A; osserveremo, nell'ultima colonna, che questa antenna presenta una resistenza di radiazione di 30 Ω (facile a trovarsi oltre che adatta al maggior numero di ricevitori) dovremo fare un adattamento di impedenza di 1 : 10.

Sulla riga che attraversa diagonalmente il foglio segneremo il punto 10 (notate la riga tratteggiata che vi passa a mo' d'esempio). Si tratta ora di scegliere il rapporto dei raggi dei tubi e di scegliere il tubo, (o filo) più piccolo, di un raggio ancora consistente (supponiamo almeno di 6 mm). Si vede subito

che il rapporto 1 : 1 non ci permetterà mai di ottenere il rapporto di impedenza 1 : 10 poichè quando i due raggi sono uguali il rapporto di impedenza è 1 : 4. Bisogna allora scendere sulla verticale di sinistra in modo da avere una riga trasversale se non proprio orizzontale almeno non eccessivamente obliqua per evitare lettura (a realizzazioni) troppo difficili. Ci potremo fermare a volontà tra il 4 e l'8. Fermiamoci sul 4 e tracciamo la diagonale che congiungendo il 4 (della 1ª verticale) con il 10 (della obliqua) raggiunga la verticale di destra e la incontreremo circa al 15. Questo è il rapporto che dovremo dare tra la distanza fra i conduttori e il raggio del più piccolo.

Avevamo scelto:

a) raggio del più piccolo 3 mm (diametro 6 mm);

b) raggio del più grande = 4 volte il più piccolo, cioè $3 \times 4 = 12$ mm (diametro 24 mm).

$D/R_1 = 15$ (numero datoci dal nomogramma) e cioè $D/3 = 15$ cioè $D = 45$ mm.

Siccome tutto il calcolo è fatto in mm, anche il risultato è in mm.

Il diametro degli elementi parassiti, pur non essendo critico sarà bene sia uguale a $6 \div 10$ mm.

La nostra antenna, costruita solidamente con tubi di anticorodal o duralluminio da 24 mm (o 25 se così si trova) di diametro tranne quello cui è attaccata la piattina che sarà tondino da 6 mm, verrà ora posta in atto nella posizione migliore nei riguardi del trasmettitori ed il più alto possibile sul tetto. I tubi paralleli saranno fissati con giunti ortogonali al sostegno principale che potrà essere dello stesso diametro.

Il tubo verticale, invece, avrà un diametro proporzionato alla sua altezza e cioè:

— fino a 3 metri sarà di 25 mm e non controventato;

— dai 3 ai 5 metri sarà di 35 mm e controventato in alto con 3 controventi;

— dai 5 ai 10 metri dovrà essere di due misure o anche tre innestate a cannocchiale a cominciare dai 50 mm e finendo ai 25 mm, e i controventi saranno di due serie di 3 o 4, una a metà e l'altra in cima all'antenna.

ADATTAMENTO CON LINEA IN QUARTO D'ONDA.

Un altro sistema per l'adattamento di impedenza consiste nel non collegare direttamente la discesa al dipolo, ma collegarla tramite un trasformatore d'impedenza oscillante in quar-

to d'onda. Questo sistema permette un adattamento uguale al precedente e, qualche volta, quando i calcoli collimano, si può fare senza ricorrere a costruzioni speciali, ma solo usando spezzoni di cavo o di piattina, lunghi 1/4 d'onda che fanno da traslatori e da adattatori di impedenza.

Diciamo azitutto che il valore dell'adattatore cioè del pezzo in quarto d'onda è pari alla radice quadrata del prodotto delle impedenze di entrata e di uscita e cioè:

$$Z\ (1/4\ \lambda) = \sqrt{Z_1\ Z_2} \qquad [4]$$

Proviamo per esempio ad adattare un'antenna a 3 elementi spaziatura 0,2 λ che ha 18 Ω d'impedenza con una discesa di 300 Ω fig. 30; (vedere nomogramma fig. 31, alla pagina a fianco).

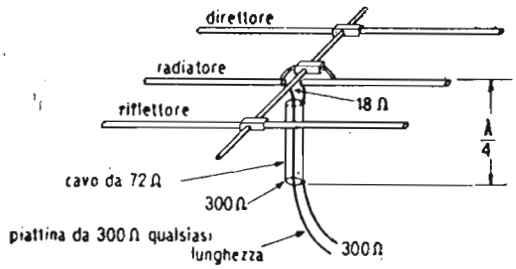


Fig. 30. — Esempio di adattamento linea-antenna mediante cavo coassiale da 72 ohm in quarto d'onda.

Moltiplicheremo 300 $\times$ 18 e ne estrarremo la radice quadrata, troveremo così 74 Ω circa. E' chiaro che con uno spezzone di cavo da 72 Ω, lungo 1/4 della lunghezza d'onda e decurtato ancora per il fattore di velocità, la nostra antenna sarà perfettamente accoppiata se così composta.

Lo schermo del cavo 72 Ω non va collegato a massa in questo caso, ma isolato perchè oscilla in quarto d'onda.

Chi, anzichè usare il cavo per l'adattamento dovesse costruire una linea di tubi paralleli in quarto d'onda, dovrà calcolare i dati con la [2]:

$$Z = 276 \log. D/R \qquad [2]$$

cioè l'impedenza del traslatore in quarto d'onda è uguale a 276 moltiplicato il logaritmo di $\dfrac{\text{distanza fra i centri}}{\text{raggio dei tubi}}$

Una volta deciso quale raggio di tubo usare e la distanza da dare ai due tubi paralleli, una tavola di logaritmi aiuta a fare il calcolo della impedenza risultante; è quindi chiaro che,

prendendo per incognita la distanza e per dato noto il raggio dei tubi, troveremo la distanza alla quale si dovrà disporli per avere l'impedenza desiderata, ferma restando la lunghezza 1/4 d'onda.

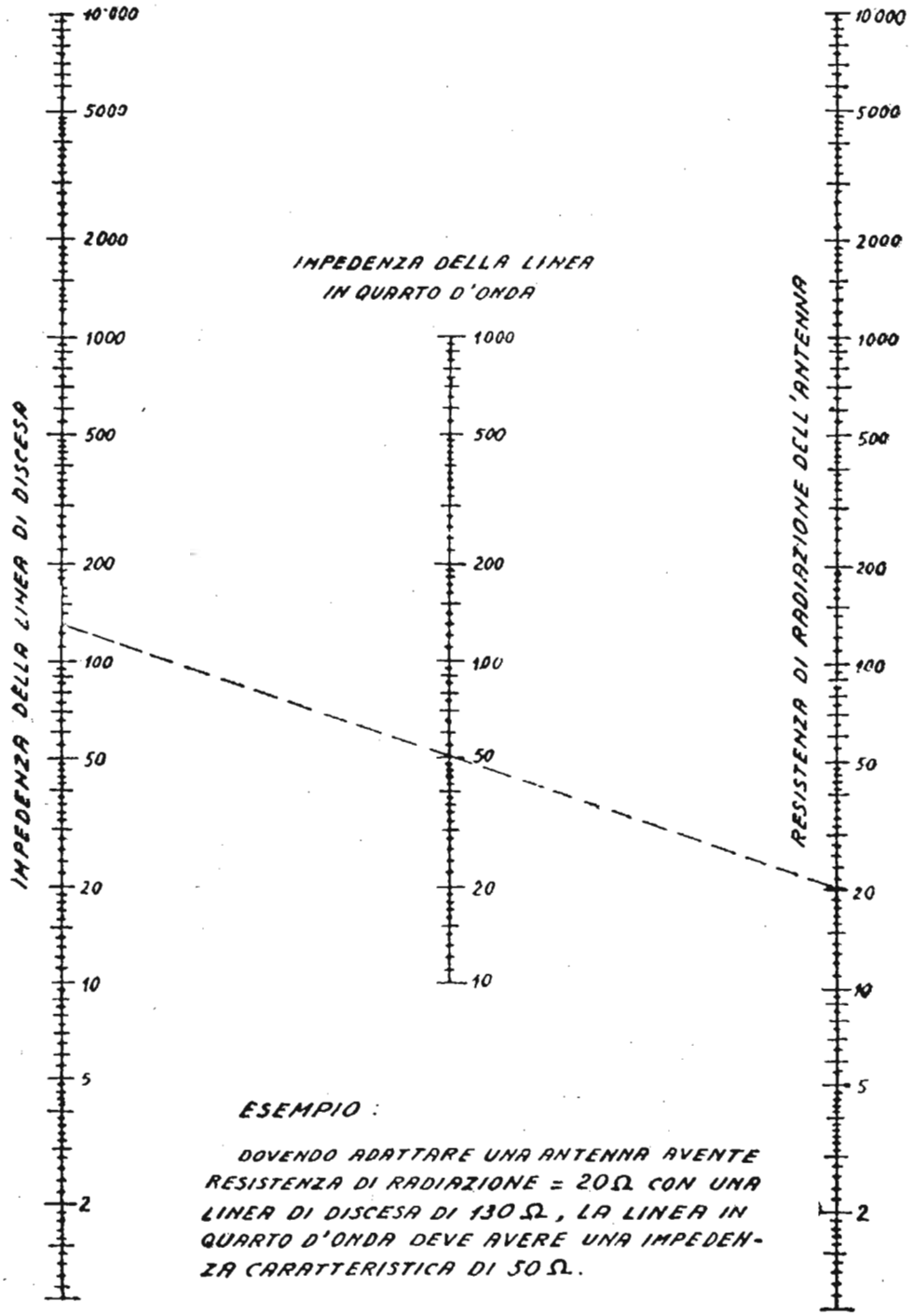


Fig. 31. — Nomogramma per il calcolo dell'impedenza di una linea in quarto d'onda.

L'ORIENTAMENTO DELL'ANTENNA.

Un'antenna per TV è sempre direzionale, e ciò per tutti i tipi già accennati.

Si dovrà sempre installare l'antenna nel punto più alto possibile compatibilmente con le esigenze dell'edificio. La direzione di massimo guadagno corrisponderà in generale con la direzione visiva del trasmettitore TV che si vuol ricevere.

Poichè però in molti casi sono presenti onde indirette riflesse da masse circostante od anche lontane (montagne ad es.) è opportuno scegliere sperimentalmente l'orientamento dell'antenna che dia il miglior risultato.

L'operazione dell'orientamento verrà fatta col televisore in funzione, ricevente preferibilmente il « monoscopio » trasmesso quotidianamente dalla R.A.I., da una coppia di operatori, uno presso l'antenna ed uno al televisore collegati telefonicamente mediante un citofono volante.

NORME PER LA POSA DELL'ANTENNA E RELATIVA LINEA DI TRASMISSIONE.

L'antenna va installata nel punto più alto dell'edificio. Essa deve essere ben assicurata alla muratura mediante zanche o supporti solidamente murati.

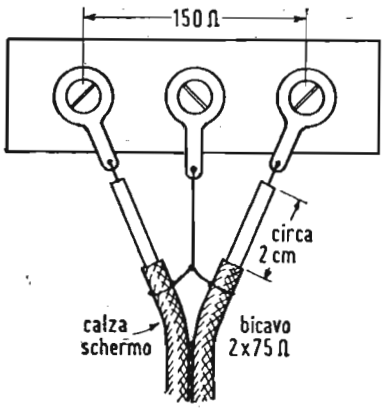


Fig. 32. — Particolare del collegamento di un doppio cavo coassiale (2 x 75 ohm) ad un televisore con ingresso a 150 ohm e morsetto di « massa ».

La messa a terra dell'asta metallica di sostegno dell'antenna è consigliabile solo nel caso in cui il conduttore di terra sia costituito da una corda di rame di diametro non inferiore a 10 mm scendente direttamente in un pozzetto disperdente. In caso

contrario è preferibile non mettere a terra l'antenna attraverso tubazioni d'acqua od altri conduttori di piccolo diametro.

I cosidetti « parafulmini » o scaricatori d'antenna servono unicamente per le cariche d'elettricità statica od indotte da scariche atmosferiche ad una certa distanza: uno degli elettrodi dello scaricatore deve essere collegato a terra anche pel tramite di una tubazione d'acqua.

Se un fulmine dovesse colpire l'antenna questa può venire parzialmente distrutta: ugualmente distrutta sarà la prima parte della linea di trasmissione collegata all'antenna. Il fulmine non potrà nella pluralità dei casi, scendere lungo la linea di trasmissione e giungere nel locale del televisore.

Se l'asta di sostegno dell'antenna è più alta di 3 m circa occorrerà controventarla opportunamente per assicurarne la stabilità.

Se la linea di trasmissione è in piattina bifilare di 300 ohm il suo percorso di discesa al televisore dovrà essere distanziato dal muro esterno dell'edificio di non meno di 5 ÷ 6 cm. Servono a tal uopo speciali isolatori distanziatori facilmente reperibili in commercio.

Inoltre la linea di trasmissione bifilare deve essere attorcigliata su se stessa di circa un giro per ogni 2 metri di percorso; ciò serve al suo bilanciamento contro i disturbi e la captazione del segnale TV.

Qualora invece trattasi di una linea in cavo coassiale doppio (2 × 75 ohm) o semplice (75 ohm), non occorre il distanziamento del muro dell'edificio, ed il cavo coassiale stesso può essere applicato e graffettato direttamente a contatto del muro.

Cercare sempre di seguire il minimo percorso forando eventualmente delle pareti.

Se l'antenna è destinata a servire diversi utenti, occorrerà derivarli tramite scatole apposite contenenti un adatto attenuatore.

Comunque se la linea di trasmissione è del tipo schermato (coassiale o bifilare) sotto calza metallica ricoperta di materiale plastico isolante, essa può essere installata indifferentemente a contatto esterno dei muri ovvero incassata in passaggi o condotti interni.

Si procuri sempre di liberare l'estremità della linea di trasmissione verso il televisore, dalla calza-schermo per una lunghezza di circa 2 ÷ 3 cm. Tale calza-schermo potrà essere collegata al morsetto di « massa » esistente in molti televisori fra

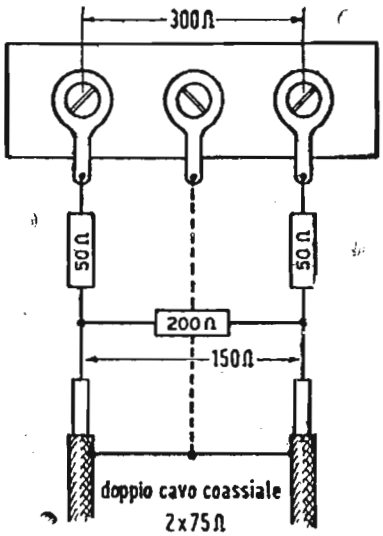


Fig. 33. — Particolare del collegamento di un doppio cavo coassiale (2 x 75 ohm) ad un televisore con ingresso a 300 ohm (raccordo resistivo con attenuazione del 30%).

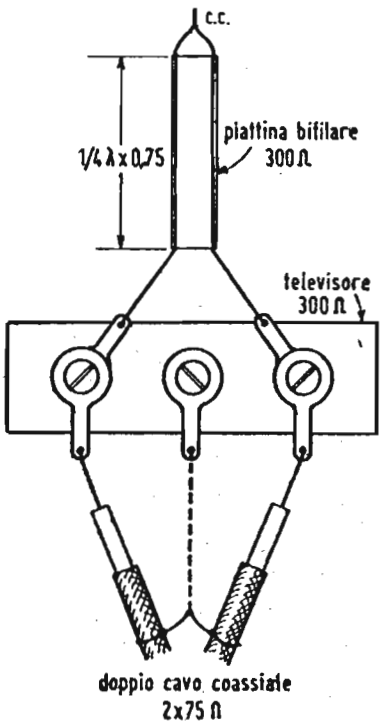


Fig. 34. — Caso della fig. 33, ma con correttore d'impedenza a linee in quarto d"onda (stub).

i due morsetti d'antenna (figura 32) (ovvero ad una « terra » accessoria: tubo acqua dell'impianto di riscaldamento) se trattasi di un doppio cavo coassiale (2 × 75 ohm).

Ciò nel caso in cui il televisore abbia un ingresso di 150 ohm. Se invece, come avviene sovente, l'ingresso d'antenna del ricevitore è a 300 ohm, si presentano due possibilità per l'esatta terminazione della linea di trasmissione.

Una prima terminazione (resistiva) è costituita da un gruppo di 3 resistenze come da schizzo (1 da 200 ohm e 2 da 50 ohm) (fig. 33). Ciò provoca una inevitabile attenuazione di circa 6 dB (50% della tensione disponibile); ma si tenga presente che in un'area a campo intenso (10 km intorno al trasmettitore TV) e con un solo televisore collegato all'antenna (ovvero in presenza di « boosters »), tale attenuazione è salutare e desiderabile per il miglior funzionamento del ricevitore.

Un secondo modo di terminazione della linea a 150 ohm verso un televisore a 300 ohm è costituito da un tratto di piattina bifilare da 300 ohm, lungo (1/4 λ × 0,75) chiuso in corto circuito ad un'estremità e connesso con l'altra estremità direttamente in parallelo con la linea ai morsetti d'antenna del televisore stesso (terminazione reattiva) (fig. 34).

Tale terminazione sarà induttiva o capacitiva a seconda

che la lunghezza del tratto di piattina bifilare sia superiore od inferiore al quarto d'onda elettrico: si troverà la migliore soluzione per tentativi allungando od accorciando lo spezzone di piattina in c.c. ed osservando la qualità dell'immagine ricevuta. Questo tipo di terminazione dà meno attenuazione di quella resistiva precedente: è perciò più consigliabile in aree a campo debole.

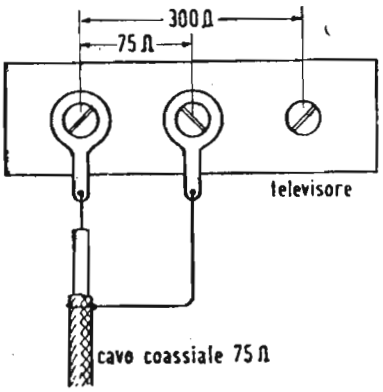


Fig. 35. — Particolare del collegamento di un cavo coassiale 75 ohm con un televisore con ingresso 300 ohm con presa centrale (75 ohm).

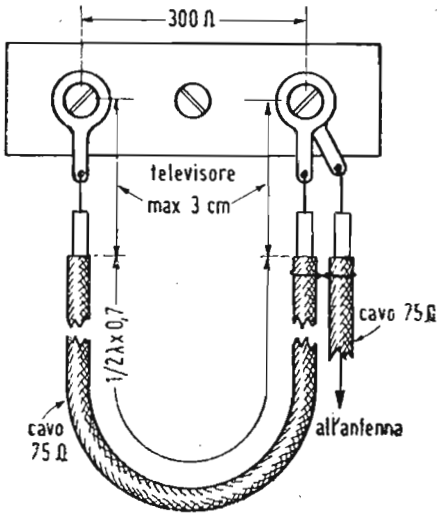
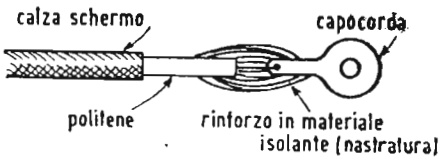


Fig. 36. — Particolare del raccordo di un cavo coassiale 75 ohm con un televisore con ingresso 300 ohm bilanciato.

Nel caso in cui venga usato come linea di trasmissione un singolo cavo coassiale dissimmetrico (75 ohm) la sua terminazione al televisore verrà fatta come risulta dalla fig. 35, qualora il televisore sia munito di ingresso d'antenna con tre morsetti (presa centrale sul primario dell'ingresso). In caso contrario occorrerà simmetrizzare la terminazione mediante uno spezzone dello stesso cavo coassiale lungo 1/4 $\lambda \times 0{,}7$ (0,7 = fattore di velocità) e collegato come risulta dalla fig. 36.

Fig. 37. — Terminazione di un cavo coassiale.



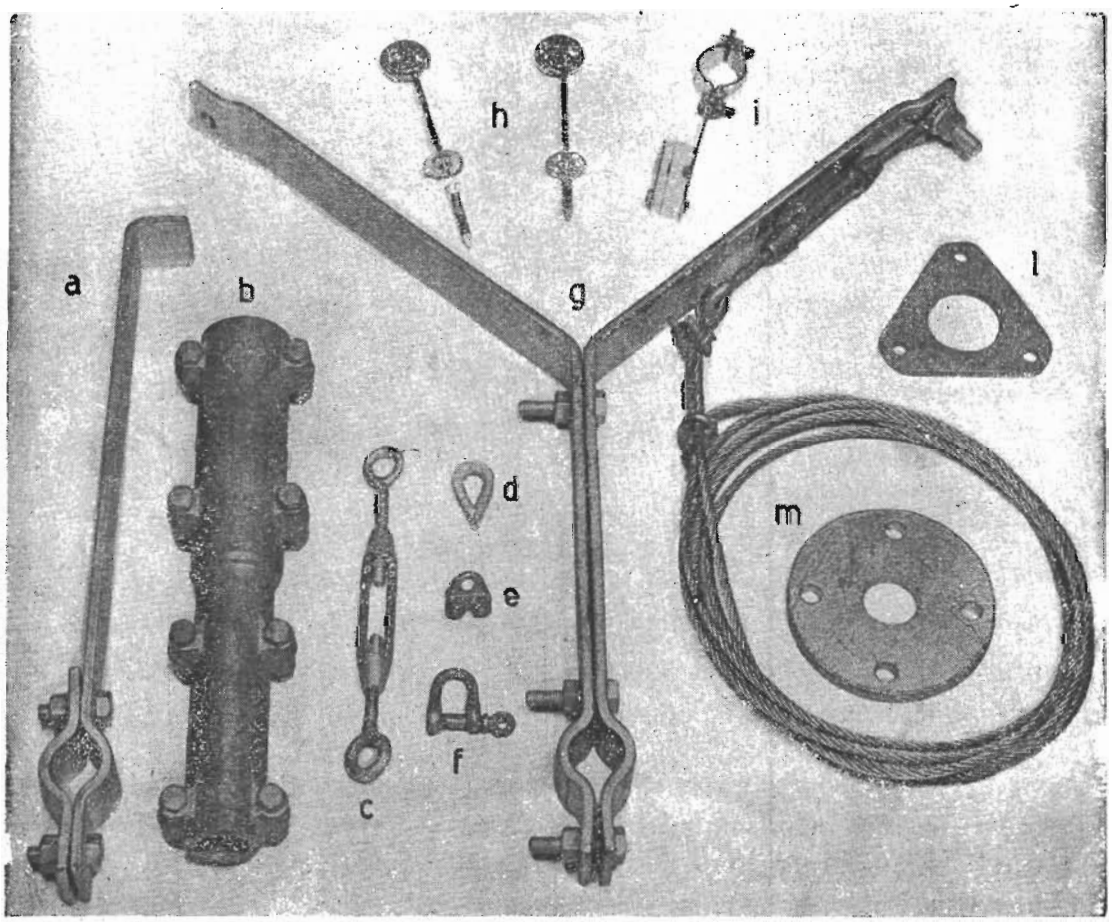
Nel caso di campi molto forti od in presenza di lievi riflessioni si potrà interporre fra lo spezzone simmetrizzatore (chiamato anche « balun ») ed i morsetti del televisore l'attenuatore resistivo già citato nel caso di raccordo 150-300 ohm.

Si raccomanda di terminare con capicorda adatti, accuratamente saldati, i conduttori della linea di trasmissione che

vanno collegati ai morsetti del televisore.

Sarà anche opportuno rinforzare con adatto materiale isolante (nastratura ad es.) il contatto meccanico fra capocorda ed anima in politene del cavo coassiale onde evitare possibili rotture del conduttore centrale del cavo stesso (fig. 37).

Sono comunque facilmente reperibili in commercio numerose minuterie metalliche per l'installazione, fissaggio e terminazione delle linee di trasmissione di vario genere.



Accessori per l'impianto di antenne TV. *a* = staffe a muro; *b* = raccordi per l'allungo del tubo verticale di sostegno; *c* = tendicavo; *d* = redancia per corda d'acciaio; *e* = morsetti per corda d'acciaio; *f* = « grillo » per corda d'acciaio; *g* = attacco d'antenna per camino rettangolare; *h* = isolatori-distanziatori per linea bifilare 300 ohm; *i* = ammarraggio linea di trasmissione; *l*, *m* = piastre forate per applicazioni stralli d'acciaio.

RACCORDO DELLA LINEA DI TRASMISSIONE ALL'ANTENNA ED AL RICEVITORE.

Se l'impedenza dell'antenna e della linea di trasmissione non sono uguali si dovrà interporre un trasformatore d'impe-

denza che potrà realizzarsi mediante un tratto di linea di adattamento in $\lambda/4$, ovvero mediante un adatto trosformatore a nucleo di « ferrite » (traslatore) (fig. 38).

Tale traslatore servirà anche a raccordare (e bilanciare) la linea al televisore nel caso che si verificasse una disparità di impedenze.

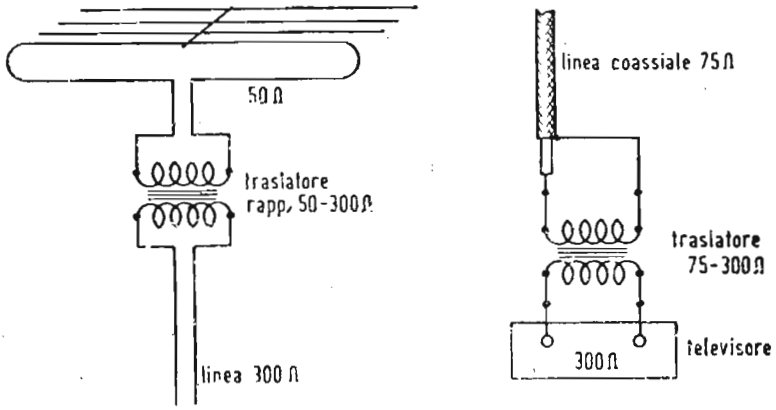


Fig. 38. — Raccordo d'impedenze mediante « traslatori ».

I cosidetti scaricatori o parafulmini per antenne TV esistenti in commercio possono venire impiegati, a patto che non si chieda da essi l'immunità o la protezione contro il fulmine. Tali scaricatori possono utilmente servire per eliminare delle cariche statiche che talvolta possono essere raccolte dall'antenna: il morsetto di terra dello scaricatore deve essere connesso ad una tubazione metallica.

DATI INFORMATIVI SULLE LINEE DI TRASMISSIONE PER TV.

Le linee di trasmissione esistenti oggi nell'uso pratico sono di quattro tipi principali, le cui caratteristiche sono riassunte nella Tabella B.

Le principali caratteristiche fisiche di tali tipi di linee di trasmissione sono le seguenti.

Treccia bifilare. — Questo tipo di linea di trasmissione è costituito da due conduttori isolati in gomma, polistirolo o cloruro di polivinile, intrecciati l'uno attorno all'altro ed a seconda della sezione dei conduttori e del tipo e quantità di materiale isolante, l'impedenza caratteristica varia tra i 40 ed i 150 ohm. E' una linea bilanciata di mediocre efficienza e quin-

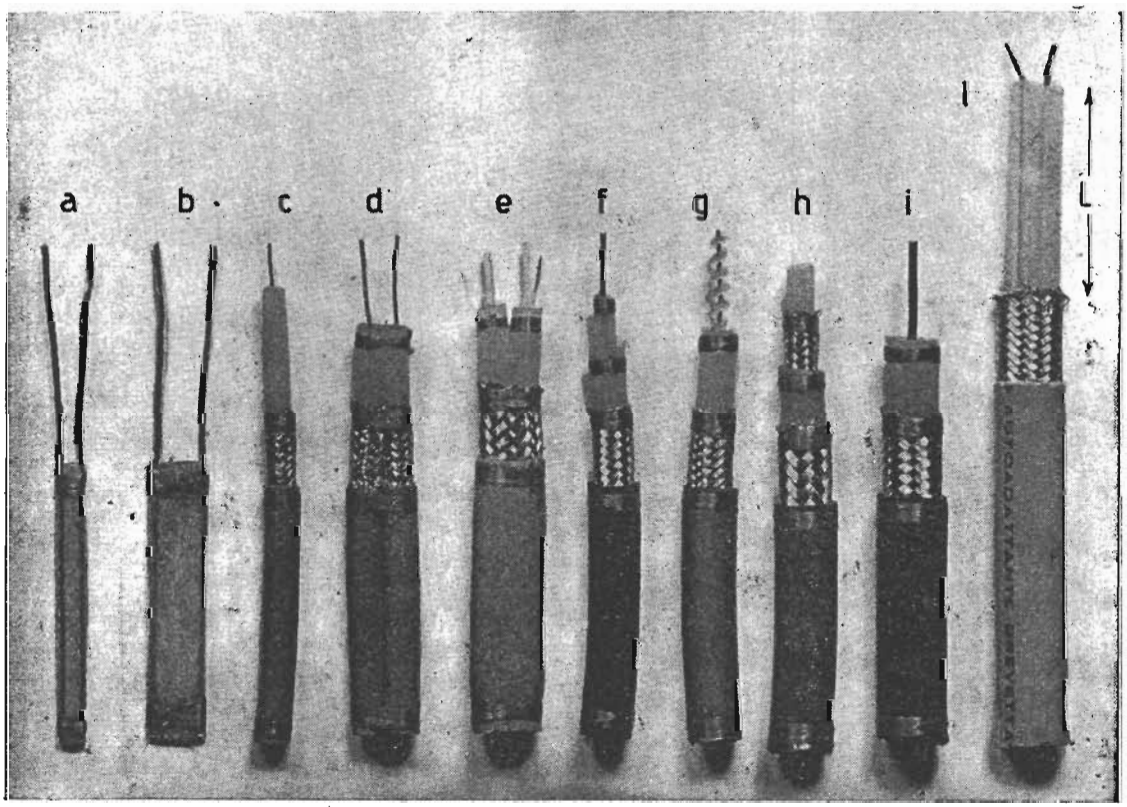
TABELLA B

Caratteristiche dei tipi più usati di linee di trasmissione

Tipo	Isolante	Velocità di propagaz. per vuoto=1	Attenuazione per 100 m dB a 100 MHz	Attenuazione per 100 m dB a 200 MHz	Impedenza caratteristica, ohm	
Treccia bifilare	polietilene	0,6	10,0	15,0	90-100	Linea di trasmissione poco efficiente. Imperfettamente bilanciata. Da impiegarsi con segnali di alcuni mV/m e per brevi percorsi.
Piattina bifilare 72 ohm	polietilene	0,71	5,0	10,0	72	Buona linea di trasmissione di modesto costo, ben bilanciata.
Piattina bifilare 150 ohm	polietilene	0,77	4,0	6,0	150	Da impiegarsi per percorsi sino a 45-50 m.
Piattina bifilare 300 ohm	aria	0,82	3,5	4,5	300	E' influenzabile da condizioni metereologiche (umidità, nebbia ecc.).
Linea bifilare a condutt. paralleli	polietilene	0,975	2,0	3,5	50-100	Di difficile installazione, ma di ottime qualità.
Linea bifilare schermata	polietilene	0,63	8,0	12,0	300	Di facile installazione, e di buone qualità. Da adottare soprattutto in zone disturbate. Ottimamente bilanciata ed insensibile alle condizioni metereologiche.
Cavo coassiale 75 ohm	polietilene	0,67	5,0	7,0	75	Di facile installazione. Linea asimmetrica per schermo a terra, può essere utilizzata come simmetrica con schermo isolato od in doppio (due cavi paralleli con schermo a terra). Insensibile a disturbi ed a variazioni di condizioni metereologiche.
Bicavo coassiale 2 x 75 ohm	polietilene	0,67	10,0	16,0	2 x 75	

di da impiegarsi solo con segnali molto intensi. Non ne è comunque consigliabile l'impiego per lunghezza superiore a 15 metri.

Linea di trasmissione bifilare in aria. — Questa linea è costituita da due conduttori flessibili o rigidi o semirigidi, nudi, mantenuti paralleli ad una determinata distanza da distanziatori in materiale isolante. La sua impedenza caratteristica Z è data, come per tutte le linee bifilari a conduttori paralleli, da $Z = 276 \log_{10} 2D/d$, dove d è il diametro dei conduttori e D la



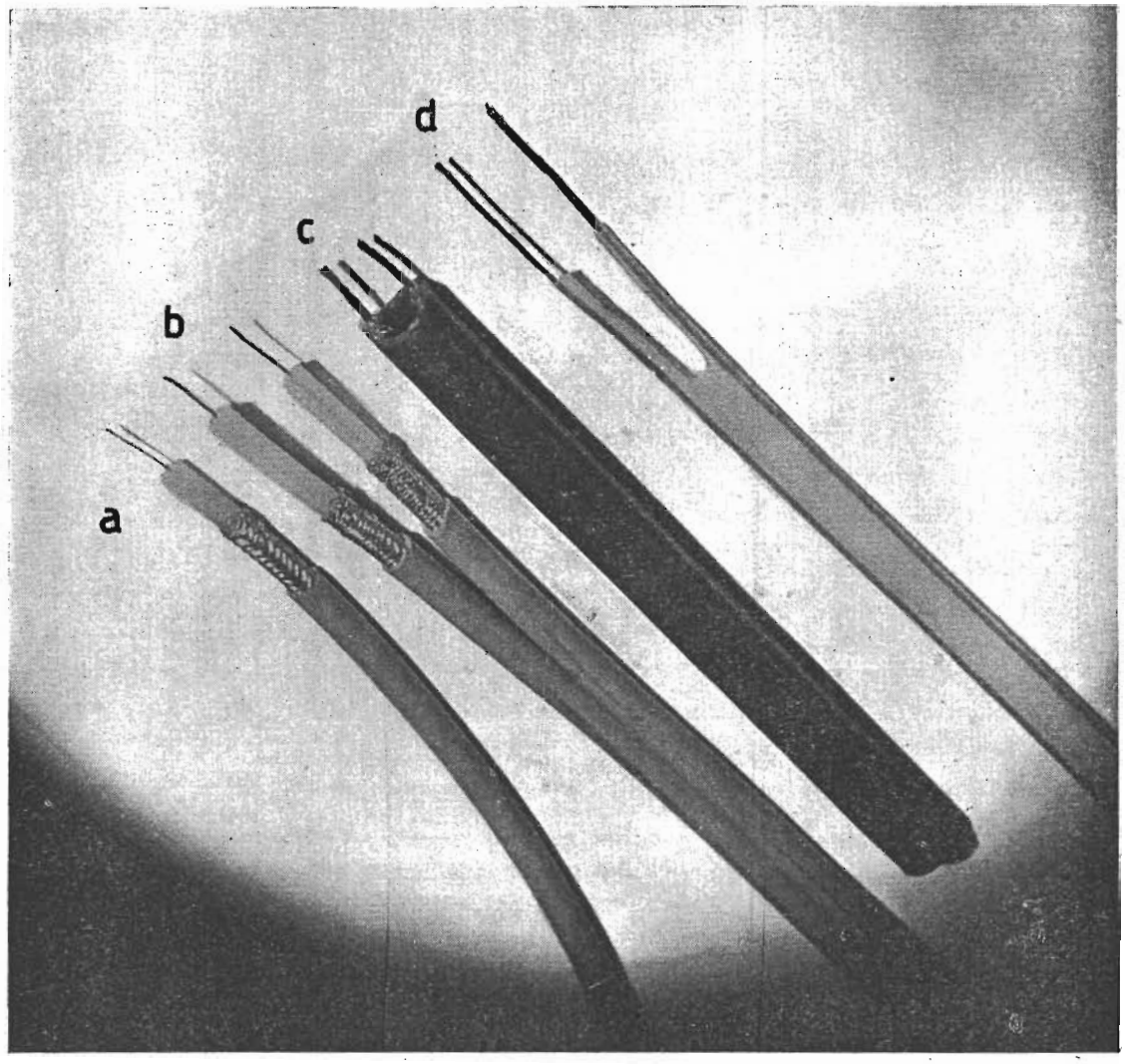
Vari tipi di linee di trasmissione: a) = piattina bifilare 150 ohm; b) = piattina bifilare 300 ohm; c) = cavo coassiale 75 ohm; d) = cavo bifilare schermato 100 ohm; e) = cavo bifilare schermato 200 ohm; f) = cavo coassiale 50 ohm; g) = cavo coassiale 75 ohm a bassa perdita; h) = cavo coassiale a doppia schermatura isolata; i) = cavo coassiale 52 ohm per media potenza; l) = cavo bifilare 150 ohm autoadattante su 300 ohm ($L = 1/4\,\lambda$).

distanza tra di essi misurata al centro. E' la linea bilanciata bifilare che introduce la minore attenuazione, ma è di difficile installazione.

Piattina bifilare. — E' una linea di trasmissione come la precedente, salvo che i due conduttori son mantenuti paralleli

da materiale isolante nel quale sono immersi. Come isolante vien generalmente impiegato polistirolo trasparente o colorato meno frequentemente gomma o cloruro di polivinile. E' un tipo assai diffuso essendo poco costoso e reperibile in commercio nelle impedenze 150 ohm e 300 ohm. Non è raccomandabile in località molto disturbate e va installata mantenendola ad una distanza di almeno 5 ÷ 6 centimetri da muri o comunque da corpi conduttori o semiconduttori. Non va introdotta in tubi metallici o semiconduttori. Va rigidamente fissata lungo tutto il percorso antenna-ricevitore con isolatori distanziatori.

E' influenzabile da condizioni metereologiche.



Altri tipi di linee di trasmissione: *a*) = cavo coassiale 75 ohm; *b*) = bicavo coassiale 2 x 75 ohm; *c*) = cavo bifilare a bassa perdita 300 ohm; *d*) = piattina bifilare 300 ohm.

Cavo schermato bifilare. — E' una linea di trasmissione costituita da due conduttori tra loro isolati contenuti in una calza schermante in rame od alluminio, a sua volta rivestita in gomma o cloruro di polivinile. E' una linea bilanciata schermata, cui la schermatura consente un continuo e sicuro bilanciamento, talchè risulta di facile installazione potendo esser comunque disposta. E' ben protetta da agenti atmosferici e risente assai poco le condizioni metereologiche. E' assai poco sensibile a disturbi ed è quindi impiegabile in aree fortemente disturbate. E' reperibile in commercio con impedenze comprese tra i 50 ed i 150 ohm.

Cavo bifilare schermato autoadattante. — E' un tipo di cavo bifilare schermato (e quindi bilanciato) da 150 ohm d'impedenza, che presenta il vantaggio di possedere perdite molto ridotte nei rispetti del bicavo coassiale 2 × 75 ohm: l'attenzione di tale nuovo cavo è infatti di circa 10 dB per 100 metri.

Presenta inoltre il vantaggio che i due conduttori, liberati dalla calza schermante, costituiscono una linea bifilare da 210 ohm d'impedenza: tale valore corrisponde a quello di una linea di raccordo in quarto d'onda (trasformatore d'impedenza) per adattare l'entrata di un ricevitore a 300 ohm con la linea di trasmissione a 150 ohm.

Per tale prerogativa il cavo si chiama « autoadattante ».

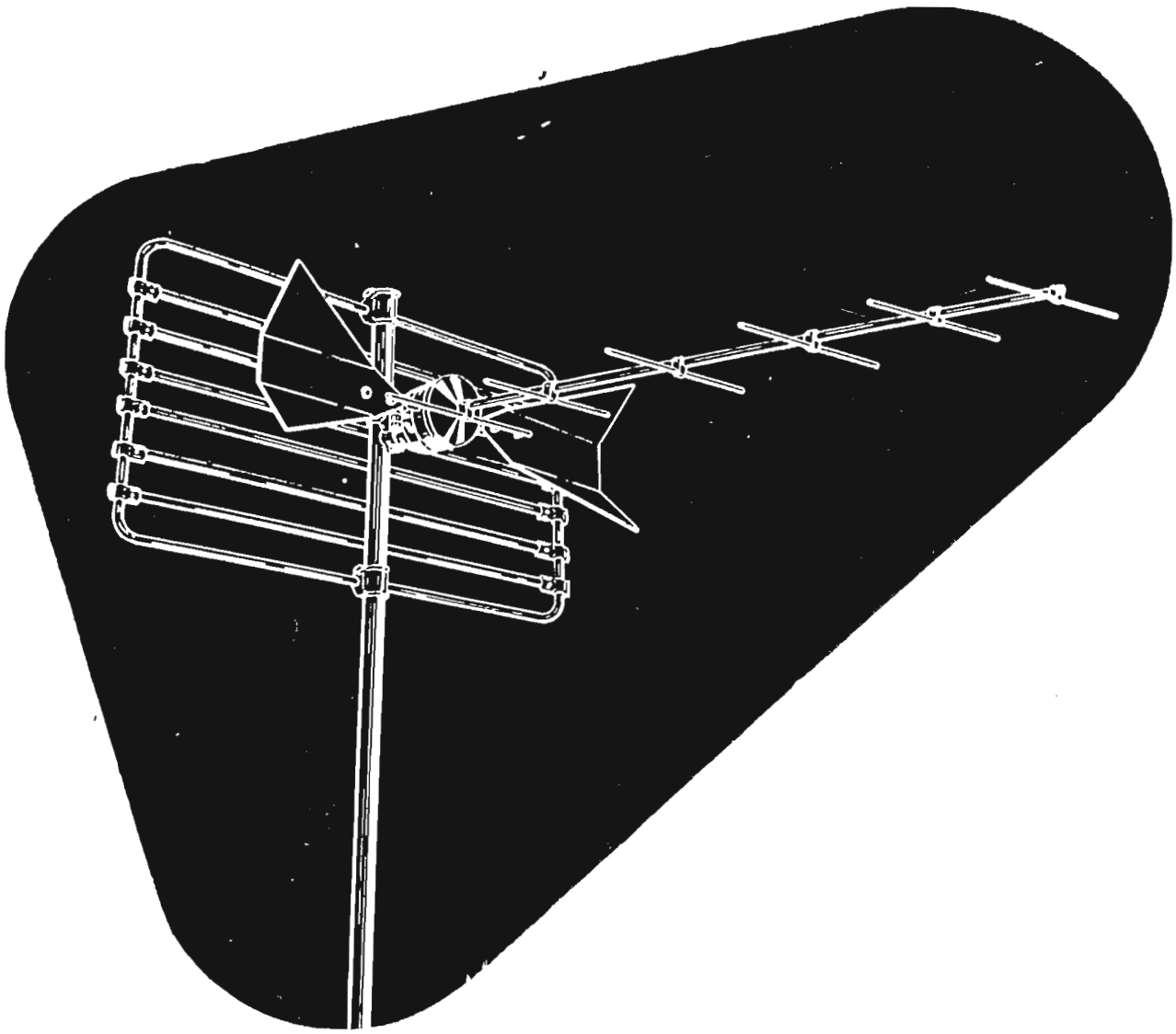
Cavo coassiale. — E' costituito da un conduttore isolato mantenuto centrato in una copertura metallica (per lo più calza di rame od alluminio). E' la più efficiente linea di trasmissione ed è relativamente esente da captazione, quando la calza metallica venga convenientemente messa a terra, così da fungere da schermo. E' in tali condizioni una linea non bilanciata.

E' reperibile in commercio nelle impedenze 50-75 ohm.

E' in comoda installazione ed è il tipo da preferirsi in installazioni multiple.

Abbinando due cavi di questo tipo si ottiene una linea di trasmissione schermata bilanciata avente una impedenza caratteristica doppia (cavo 2 × 50 o 2 × 75 ohm).

Autorizzazione del Tribunale di Milano 16-1-61 - N. 5502 del Registro
Direttore responsabile ALFONSO GIOVENE - Proprietà della Editrice Il Rostro
Distribuzione in abbonamento postale - Gruppo II
Distribuzione STE - Milano



Antenne UHF per la ricezione del 2° programma TV

Tutti gli accessori per impianti UHF

Miscelatori • Demiscelatori • Convertitori • Cavi

LIONELLO NAPOLI

MILANO - Viale Umbria 80 - Telefono 57 30 49

CORSO
TEORICO - PRATICO DI
TELEVISIONE

DISPENSA

N. 26

SOMMARIO

LEZIONE XLIV

Criteri tecnici per la scelta di un'antenna TV — Antenne interne e antenne esterne — Antenna centralizzata.

Domande alle quali l'allievo deve rispondere — Domande e risposte su argomenti trattati nelle lezioni XL, XLI, XLII, XLIII e XLIV— Dispense n. 24, 25 e 26.

TUTTI I DIRITTI RISERVATI ALLA EDITRICE IL ROSTRO - MILANO

TIPOGRAFIA EDIZIONI TECNICHE - MILANO - VIA BALDO DEGLI UBALDI, 6

LEZIONE XLIV

CRITERI TECNICI PER LA SCELTA DI UN'ANTENNA TV - ANTENNE INTERNE E ANTENNE ESTERNE.

La scelta dei vari tipi di antenna non può essere sottoposta a norme precise, in quanto essa dipende dalla posizione del posto ricevente, rispetto al trasmettitore, dall'intensità di campo e da vari altri fattori quali riflessioni, ecc.

Le antenne interne sono generalmente sconsigliabili, però in taluni casi eccezionali in zone servite da campi intensi e in

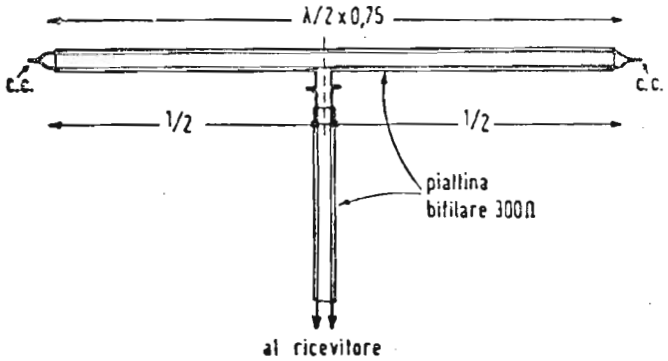


Fig. 39. — Tipo semplice di antenna interna a dipolo ripiegato.

appartamenti in vista diretta con l'antenna trasmittente si potranno avere discreti risultati.

Un tipo di antenna interna molto efficiente e di rapida attuazione è costituito da un dipolo ripiegato realizzato mediante un tratto di piattina bifilare da 300 ohm lungo circa mezz'onda ($\lambda/2 \times 0{,}75$), con le due estremità cortocircuitate ed uno dei due conduttori tagliato a metà lunghezza (fig. 39). Nel punto di apertura di tale conduttore verrà collegato un tratto della stessa piattina 300 ohm per il raccordo al ricevitore.

Per la messa a punto occorre ricercare sperimentalmente la migliore posizione e l'orientamento in modo da avere una buona immagine.

Le antenne interne presentano notevoli inconvenienti, specie in merito alla loro instabilità.

Le antenne esterne invece danno risultati migliori e soprattutto più stabili e sono da preferirsi per quanto è possibile.

E' consigliabile usare antenne che garantiscano sufficiente larghezza di banda (quindi, specie per i canali bassi, è bene che siano costruite con tubi aventi diametro non inferiore ai 10 ÷ 15 millimetri.

L'uso di antenne a molti elementi è consigliabile solo quando sono esse veramente indispensabili poichè peggiorano la qualità della ricezione a causa della loro eccessiva selettività.

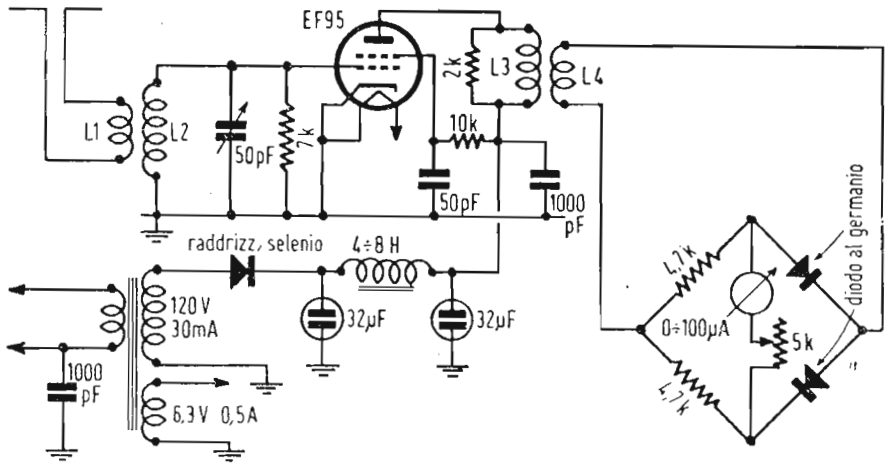


Fig. 40 — Schema elettrico di un misura campo semplificato.

Quando però il campo sia inferiore a 1 mV per i canali bassi e 4-5 mV per i canali alti, si dovrà ricorrere ad antenne direttive a molti elementi. Anche in casi di campi elevati potrà essere necessario l'uso dell'antenna direttiva onde eliminare ricezioni multiple (riflessioni).

La scelta dell'antenna ricevente dipende:

1) dal canale televisivo che copre l'area di servizio ove si deve installare il ricevitore.
2) dal numero di canali che possono essere ricevuti nella zona;
3) dalle caratteristiche del luogo ove si deve fare la ricezione (casa di campagna, abitazione urbana, località di pianura, di montagna, ecc.);
4) dalla distanza fra trasmettitore e posto di ricezione e dal-

la qualità di eventuali ostacoli naturali o artificiali interposti.

In linea di massima per ricezioni in condizioni normali si potrà adottare un'antenna a 2 elementi (dipolo + riflettore) fino a 5 km dal trasmettitore, un'antenna a 3 elementi (dipolo + riflettore +direttore) sino a 10 km, un'antenna a 4 elementi (tipo Yagi) oppure una doppia antenna a 2 elementi sovrapposti, nel caso di comuni ricezioni fino a 20-25 km oppure antenne speciali a 5 e più elementi per ricezioni lontane.

Naturalmente la norma migliore è quella di assodare sperimentalmente le condizioni di ricezione, in una data località mediante un misuratore di campo.

Il misuratore di campo è uno strumento utilissimo per sta-

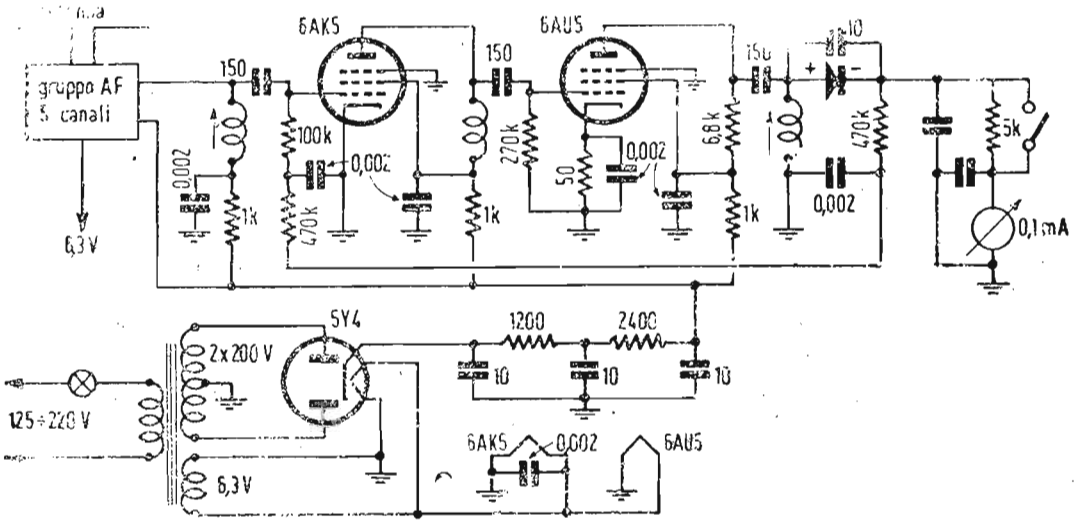


Fig. 41. — Schema elettrico di un misura campo di buona sensibilità.

bilire le condizioni di ricezione in una determinata località.

Tale strumento è essenzialmente una sorta di ricevitore semplificato munito, dopo la rivelazione della portante video, di un microamperometro atto a fornire una certa indicazione che, previa taratura con un determinato tipo di antenna, viene ragguagliata all'intensità di campo in microvolt/metro.

Un tipo semplificato di misuratore di campo atto alla misura di campi non inferiori ai 300 μV/m e sulle frequenze dei primi due canali TV (1° e 2°) è illustrato nello schema di fig. 40 ove sono riportati i valori dei vari elementi.

Per il canale Penice (61 ÷ 68 MHz) i dati dei due trasformatori d'entrata e d'uscita sono i seguenti:

L_1 = 2 spire di filo diam. 0,6 D.C.S. (su L_2 lato massa)
L_2 = 8 spire filo diam. 1,0 smaltato
L_3 = 20 spire filo diam. 1,0 smaltato
L_4 = 10 spire filo diam. 0,6 D.C.S. (su L_3 lato + AT)

L_3 e L_4 avvolte su tubetti isolanti da 8 mm di diametro.

Volendo realizzare un misuratore di campo a maggiore sensibilità converrà ispirarsi allo schema di fig. 41 relativo ad uno strumento professionale di costruzione americana. Esso comprende un normale gruppo amplificatore-convertitore ad alta frequenza per ricevitori TV seguito da un amplificatore a media frequenza a due stadi a banda ristretta (portante ± 1 MHz). Il diodo rivelatore al germanio è chiuso su uno strumento indicatore da 100 microampere fondo scala).

In luogo del doppio diodo 5Y4 si potrà evidentemente usare un raddrizzatore al selenio.

Con tale misuratore accoppiato ad un'antenna a 3 elementi, si possono apprezzare i 30 ÷ 50 μV/m.

ANTTENNA CENTRALIZZATA.

Qualora in un edificio si debbano installare più di due o tre televisori è consigliabile l'adozione di una sola antenna cen-

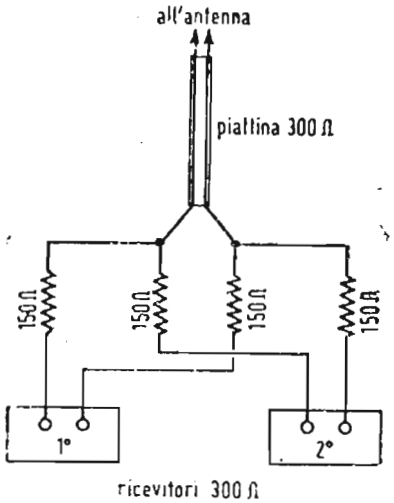


Fig. 42. — Collegamento di 2 televisori a 300 ohm d'ingresso, con piattina 300 ohm.

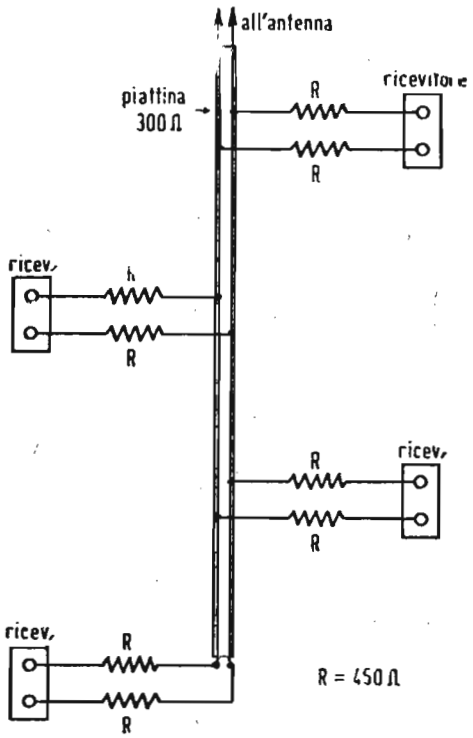


Fig. 43. — Derivazioni di 4 televisori da una linea in piattina 300 ohm.

tralizzata, con discesa atta ad alimentare tutti i televisori dell'edificio.

Ciò permetterà di installare l'antenna nelle migliori condizioni di visibilità e senza effetti dannosi dovuti a un numero eccessivo di antenne vicine.

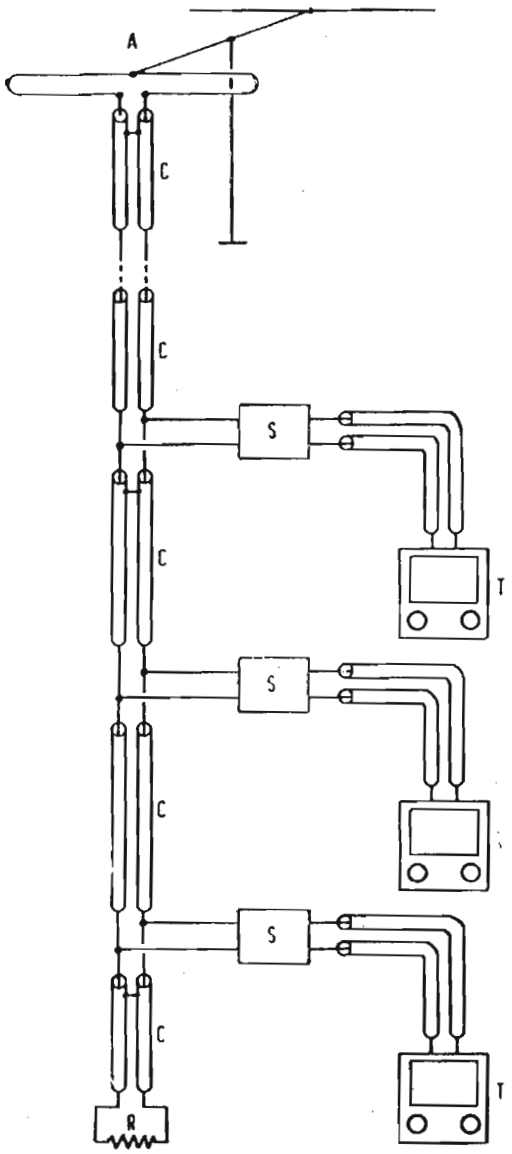


Fig. 44. — Schema di un impianto di antenna centralizzata per l'alimentazione di parecchi televisori in vari piani di un edificio. *A* = antenna; *C* = cavo coassiale binato o cavo bifilare schermato; *S* = scatole di derivazione; *T* = televisori; *R* = resistenza di terminazione (150 ohm).

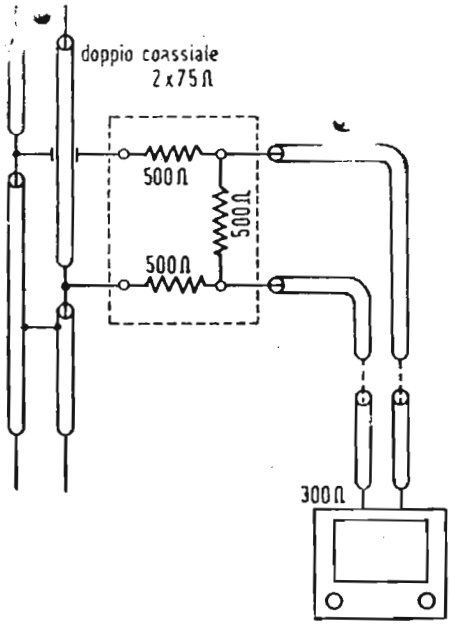


Fig. 45. — Derivazione con attenuazione di un televisore da una linea in bicavo coassiale 2 x 75 ohm.

Con campo particolarmente intenso una sola antenna potrà alimentare alcuni televisori in parallelo, senza alcun amplificatore salvo l'inserzione di appositi attenuatori-distributori i quali assicurino un perfetto adattamento fra linee di trasmissione e ricevitori ed evitino i disturbi provocati da irradiazione dei televisori vicini.

Dovendo ad esempo alimentare 2 televisori aventi un'im-

pedenza d'entrata di 300 ohm si adotterà l'inserzione illustrata in fig. 42 allo scopo di terminare esattamente la linea evitando riflessioni nocive.

Dovendo invece alimentare 4 televisori mediante la stessa linea 300 ohm si potrà ricorrere all'inserzione illustrata in figura 43.

Inoltre, salvo il caso di piccoli edifici tipo « villetta » abitati da una o due famiglie, il problema più frequente riveste l'ali-

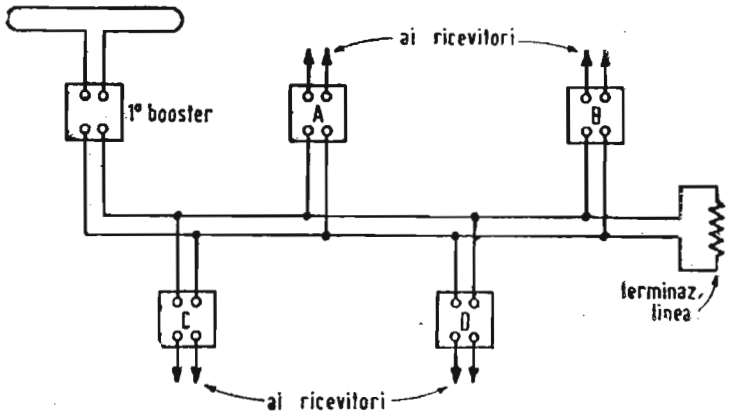


Fig. 46. — Tipo di impianto con antenna centralizzata e linea di trasmissione non caricata. *A*, *B*, *C* e *D* sono « booster » secondari verso i rispettivi televisori.

mentazione di ricevitori televisivi installati in edifici a parecchi piani. In questo caso diviene assurda e dannosa l'installazione di parecchie antenne su uno stesso tetto: una sola antenna installata nella migliore posizione potrà egregiamente servire tutto il caseggiato. Tale antenna potrà servire dapprima anche ad un solo utente: altri utenti sino ad un numero prefissato potranno poi via via usufruire successivamente: il costo per utente sarà enormemente inferiore al costo di un'antenna singola pur ricavandone identica efficacia.

L'impianto di un'antenna multipla può assumere aspetti diversi a seconda delle esigenze e della località d'impiego.

Entro la cerchia di 3 ÷ 4 km da un normale trasmettitore televisivo da 3 ÷ 5 kW di potenza, ove l'intensità di campo è superiore ai 1000 μV/m, una antenna a 4 elementi bene installata, in vista dell'antenna trasmittente, può comodamente alimentare sino a 4-5 ricevitori senza necessità di amplificatori ausiliari.

Lo schema generale di un impianto di questo genere è illustrato in fig. 44. Il dettaglio delle scatole di terminazione-disaccoppiamento è dato in fig. 45.

Quando il campo non è particolarmente intenso, quando i televisori da alimentare sono in numero superiore a tre o quattro e quando infine la linea di trasmissione è eccessivamente lunga, è indispensabile ricorrere all'uso di un amplificatore di antenna (« booster »).

L'amplificatore d'antenna è un amplificatore a r.f. a sintonia fissa e larga banda, tale da permettere una buona amplificazione a uno o più canali TV con impedenza d'entrata ugua-

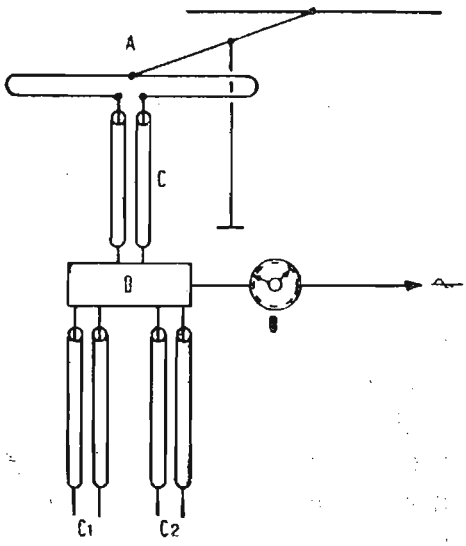


Fig. 47. — Schema di un impianto di antenna centralizzata con amplificatore-distributore a parecchie uscite. A = antenna; D = amplificatore-distributore; O = interruttore orario; C_1, C_2 = linee di collegamento ai televisori.

le a quella delle linee d'alimentazione d'uso corrente.

Un buon amplificatore d'antenna dovrà avere una larghezza di banda di almeno 7 MHz con amplificazione costante di ± 1 dB entro tutta la banda. Il guadagno potrà essere da 6 a 20 dB a seconda dei casi e delle necessità.

L'amplificatore e l'antenna centralizzata dovranno assicurare un segnale di almeno 1000 μV all'ingresso di ogni televisore.

Il tipo di « booster », cioè il suo guadagno, nonchè il suo punto di inserzione nel percorso antenna-televisore, variano a seconda delle circostanze locali.

In linea di massima il preamplificatore dovrebbe essere sistemato più vicino possibile all'antenna (in un sottotetto ad es.) se viene usata una linea di trasmissione bifilare non schermata, ovvero debba servire per alimentare molti televisori in uno stesso edificio.

Se si usa una linea di trasmissione coassiale (semplice o doppia) il preamplificatore può essere collocato in fondo alla linea di trasmissione nei pressi del televisore.

Nel caso in cui si debba alimentare un numero rilevante

di televisori (ad es. un edificio a 10 piani con 2 ÷ 3 televisori per piano) sarà preferibile installare un 1° « booster » (fig. 46) e derivare dalla linea di trasmissione schermata regolarmente terminata al fondo, un « booster » ad ogni piano (*A*, *B*, *C*, *D*, ecc.) con ingresso ad alta impedenza (50.000 ohm ad es.) onde non caricare apprezzabilmente la linea che possiede già la propria attenuazione.

L'uscita di ciascun « booster » alimenterà i gruppi di 2 a 4 televisori secondo una delle inserzioni già accennate (fig. 42 e 43).

L'attenuazione tra due televisori dovrà essere di almeno 40 dB onde evitare eventuali disturbi provocati da irradiazioni del televisore vicino.

Si raccomanda che la terminazione dei cavi coassiali sia perfettamente corretta onde evitare riflessioni nocive ad una buona ricezione.

Gli amplificatori d'antenna (« booster ») dovranno avere un guadagno totale da compensare anche la perdita degli attenuatori e quella dovuta alla lunghezza del cavo. Comunque è consigliabile che la lunghezza dei cavi coassiali non superi i 100 metri onde evitare forti attenuazioni e quindi la necessità di dover usare derivazioni con attenuazione differente per compensare le perdite.

A seconda del numero dei televisori le linee possono essere o una sola, dalla quale sono derivati direttamente i singoli televisori attraverso le derivazioni attenuate, oppure più linee pressochè uguali. In tal caso gli amplificatori dovranno avere tante uscite quante sono le linee (fig. 47).

Normalmente gli amplificatori d'antenna avranno impedenza d'entrata e d'uscita uguali, onde facilitare l'installazione; però questi amplificatori non devono essere confusi con gli amplificatori a r.f. con alta impedenza d'entrata che derivano il segnale per ogni singolo televisore dalla linea coassiale principale che scende dall'antenna ai piani più bassi.

Qualora si usi questa antenna con distribuzione a raggiera, è tassativo predisporre gli attacchi al cavo principale in guisa tale che sia resa impossibile ogni derivazione diretta in bassa impedenza (o parallelo franco) senza il relativo amplificatore.

E' consigliabile installare gli amplificatori d'antenna il più vicino possibile all'antenna stessa, per poter inviare sul cavo il massimo segnale.

E' opportuno che l'alimentazione dell'amplificatore sia comandata da un posto facilmente controllabile ed è sconsiglia-

bile utilizzare la linea coassiale per l'invio dell'energia per la alimentazione del « booster ».

Qualora si debba ricorrere a tale soluzione è bene abbassare la tensione a valori inferiori a 24 V per evitare danni alle persone.

Un pramplificatore d'antenna (« booster ») è molto simile all'amplificatore a radio frequenza di un televisore.

La sua larghezza di banda non dovrà mai essere inferiore ai 7 MHz e ciò per amplificare ugualmente bene le portanti video ed audio.

Diamo qui alcuni circuiti di «booster» di provata efficienza.

Un primo tipo a guadagno limitato (6 ÷ 10 dB) è illustrato in fig. 48, dalla quale si rileva che esso è ad un solo stadio, con

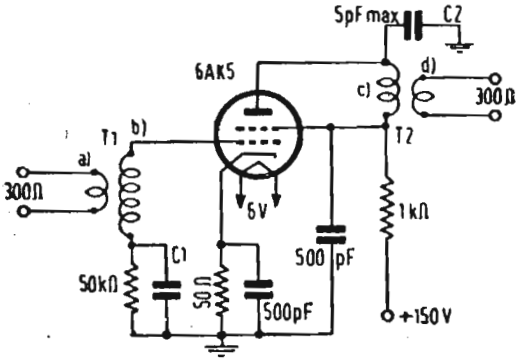


Fig. 48. — Schema elettrico di un preamplificatore (booster). I condensatori C_1 e C_2 sono variabili per la sintonia.

una valvola 6AK5 con circuiti di griglia (ingresso) e di placca (uscita) sintonizzati da un condensatore variabile doppio da 5 pF di capacità massima. Entrambe le sezioni di tale condensatore sono disposte in serie (verso massa) con le rispettive bobine di griglia e placca, facenti parte rispettivamente dei due trasformatori d'ingresso e d'uscita.

Tali trasformatori sono avvolti su mandrino di polistirolo da 8 mm di diametro e comportano i seguenti valori:

Onda di Torino	Onda di Milano
81-88 MHz	200-207 MHz
a) = 3 spire	a) = 1 spira
b) = 7 spire	b) = 3 spire
c) = 4 spire	c) = 4 spire
d) = 2 spire	d) = 1 spira

Il filo è da 1 mm di diametro, nudo stagnato. Sui mandrini isolanti vanno prima avvolti i due avvolgimenti b) e c); gli altri due, a) e d), vanno sovrapposti con l'interposizione di una

striscia avvolta di polistirolo da 0,3 mm di spessore, ovvero possono venire intercalati spira a spira.

L'allineamento della sintonia dei due circuiti d'entrata ed uscita va trovato per tentativi, muovendo o distanziando le spire degli avvolgimenti (od i collegamenti in filo rigido) con un cacciavite.

Occorre fare attenzione a ben separare elettricamente i due trasformatori di ingresso e d'uscita (T_1 e T_2) evitando con cura ogni interaccoppiamento induttivo o capacitivo.

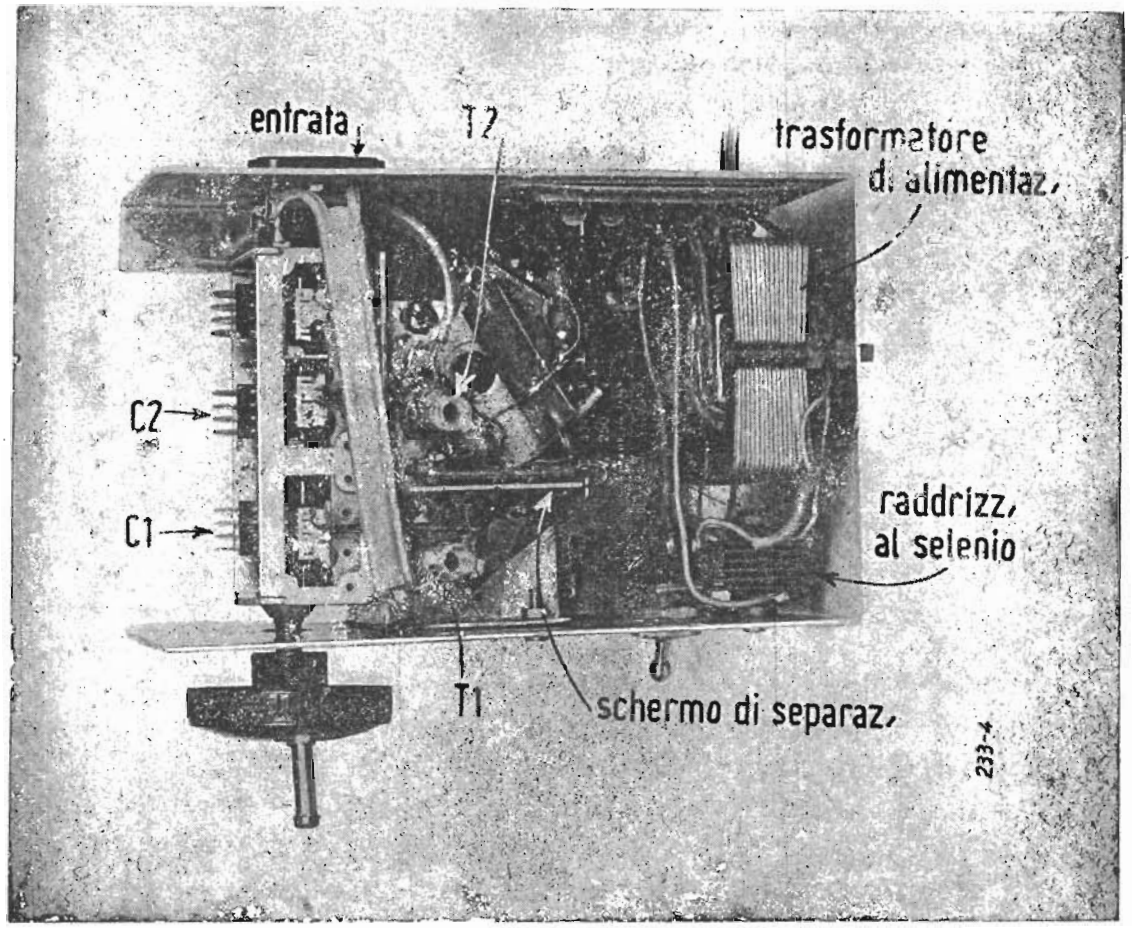


Fig. 49. — Vista da sotto del « booster » di schema elettrico fig. 48.

La foto di fig. 49 mostra una costruzione dilattentistica di questo preamplificatore.

La tensione anodica può essere realizzata mediante un raddrizzatore a valvola 5Y3-GT (vedi schema di fig. 50) ovvero al selenio. (vedi foto fig. 49).

Questo preamplificatore d'antenna ha dato ottimi risultati in paragone al suo costo modestissimo.

L'allineamento viene effettuato direttamente sul televisore in sede di prova.

Diamo qui di seguito altri due schermi di « booster » di pro-

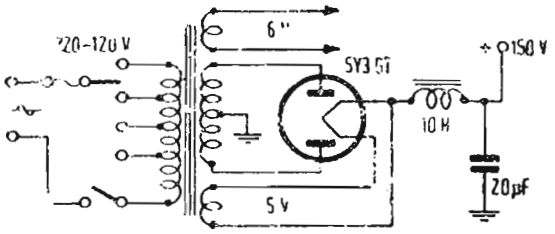


Fig. 50. — Schema di un alimentatore per il « booster » di fig. 44.

duzione americana ad uno stadio (guadagno max 10 dB - fig. 51) ed a due stadi (guadagno 20 dB - fig. 52).

Entrambi sono provvisti di commutatore per le seguenti 3 posizioni:

1) « Booster » escluso. Continuità diretta fra « entrata » e « uscita ».
2) Amplificazione sui canali bassi (A, B, C, italiani).
3) Amplificazione sui canali alti (D, E, F, G, H, italiani).

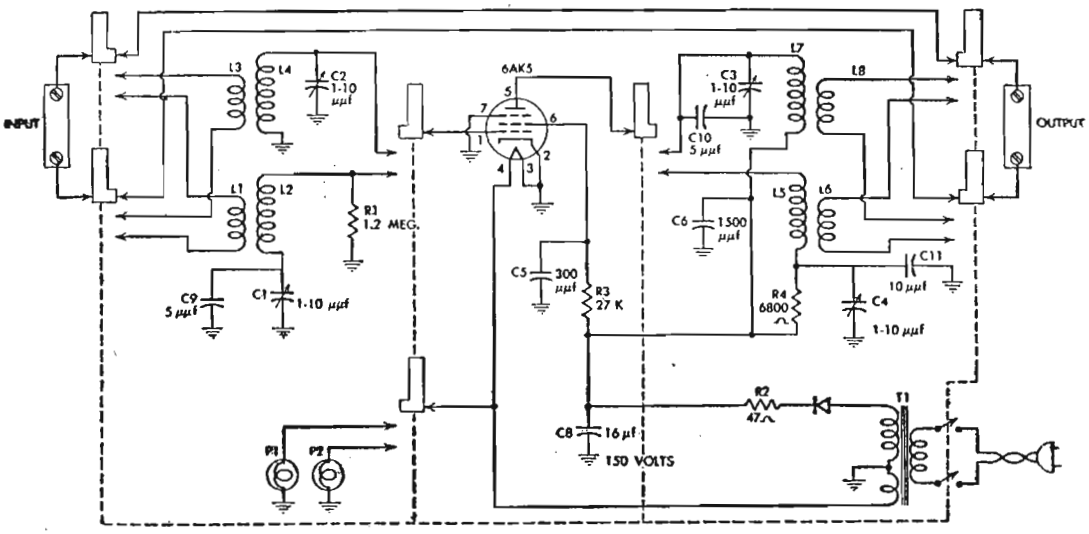


Fig. 51. — Schema elettrico di un « booster » ad una valvola con commutazione per canali bassi (B, C) ed alti (D, E, F, G, H).

Un altro tipo di amplificatore (« booster ») d'uso generale, avente un ingresso (antenna) con impedenza 300 ohm ed un'uscita (linea di trasmissione) pure a 300 ohm d'impedenza è raffigurato in fig. 53, 54, 55, 56.

Esso utilizza un doppio triodo miniatura 6J6, montato in controfase (« push-pull ») neutralizzato.

L'uso di triodi permette di ridurre il rumore di fondo, e la

neutralizzazione simmetrica, se accuratamente effettuata, unitamente ad un attento schermaggio e disaccoppiamento reciproco dei due circuiti oscillanti d'entrata e d'uscita, permette di raggiungere un guadagno di 8 ÷ 10.

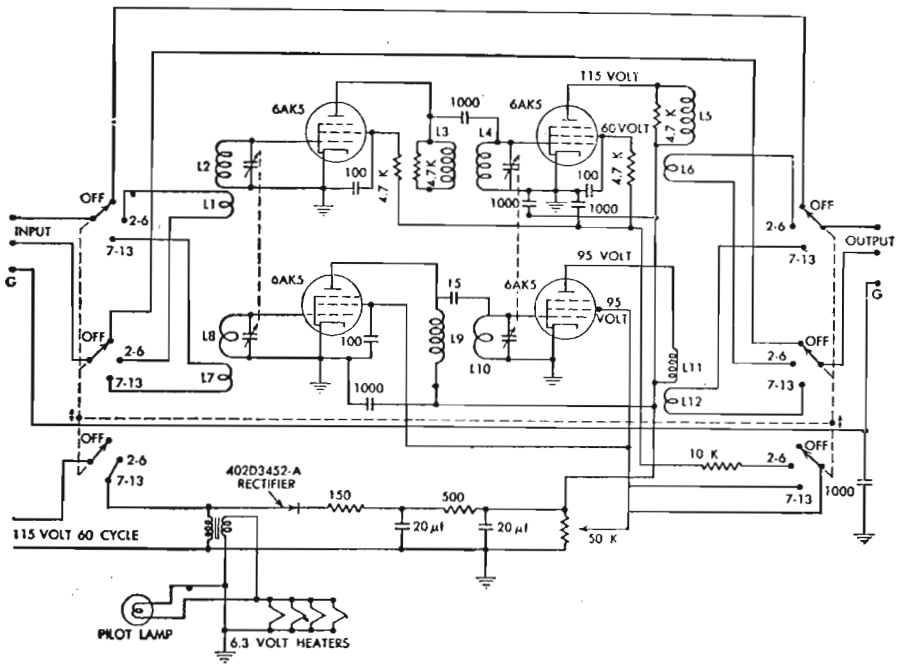


Fig. 52. — Schema elettrico di un booster a due valvole con commutazione per i canali bassi (A, B, C) ed alti (D, E, F, G, H).

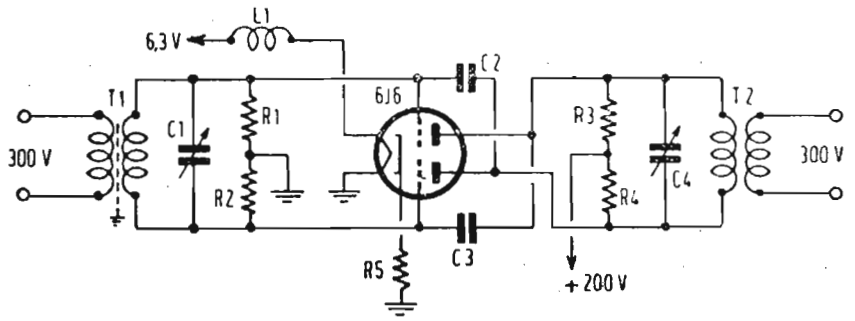


Fig. 53. — Schema elettrico di un booster ad una valvola monocanale. C_1 e C_4 = variabili 5 ÷ 10 pF (possono essere sostituiti da nuclei di ferrite avvitati entro i trasformatori T_1 e T_2; R_1 e R_2=0,5 MΩ; R_3-R_4=40 kΩ; R_5=60 Ω; C_2 e C_3 capacità di neutralizzazione.

Tale elevato guadagno è naturalmente subordinato alla efficiente realizzazione dei due circuiti oscillatori di griglia e di placca dei quali diamo qui di seguito i dati costruttivi. I due condensatori di neutralizzazione, il cui valore è dell'ordine di 1 a 2 pF, sono realizzati nel modo seguente: i due collegamenti

fra le griglie dei due triodi ed i capi del circuito oscillatorio d'entrata (C_1 in parallelo al secondario del trasformatore T_1) sono effettuati mediante due pezzetti di tubetto di rame od ottone ricotto di circa 1 ÷ 1,5 mm di diametro interno e di circa 20 mm di lunghezza; due pezzetti di filo da 10/10 di diametro iso-

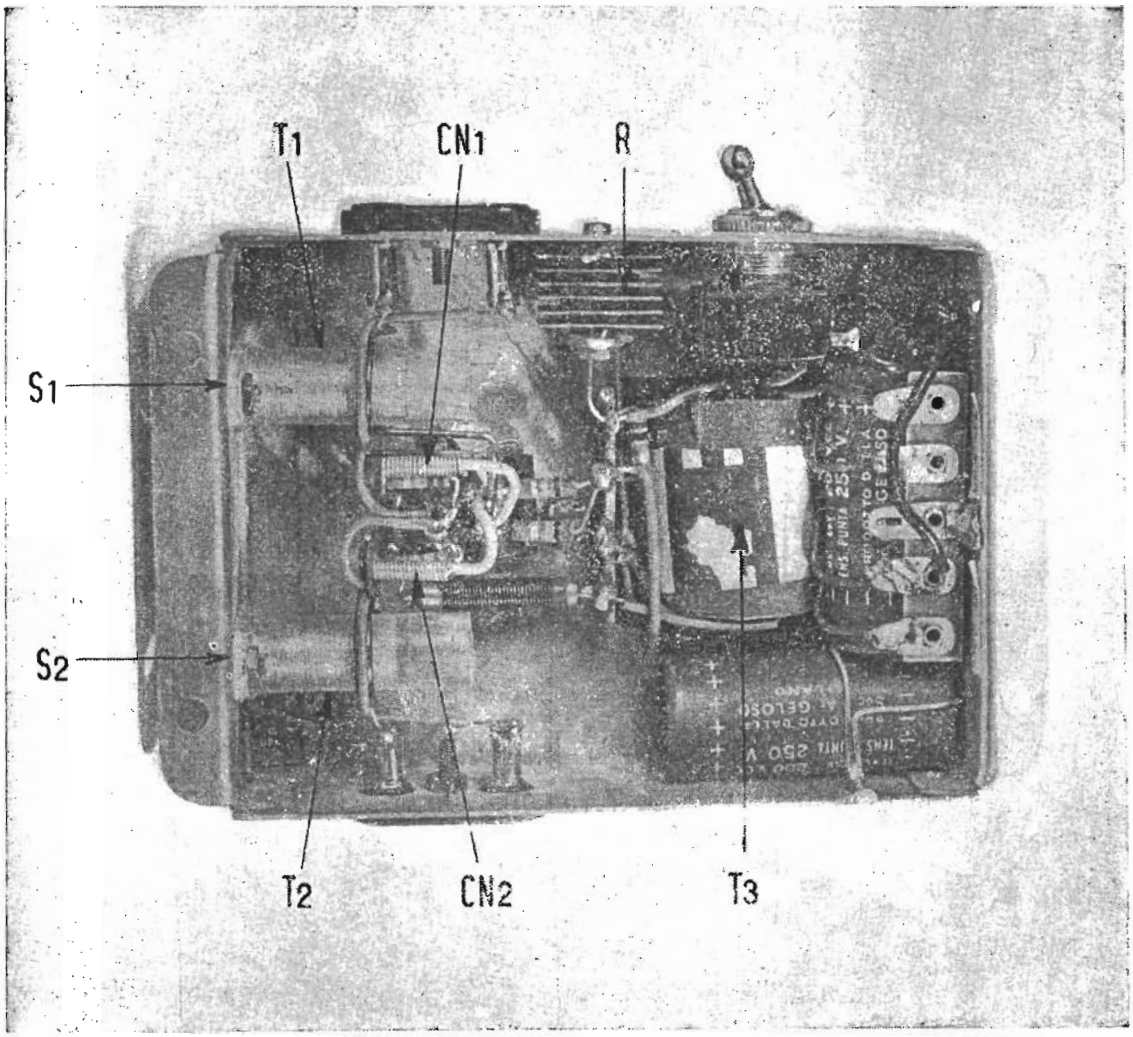


Fig. 54. — Vista da sotto dello chassis del « booster » di schema elettrico fig. 53. S_1 e S_2 = nuclei in ferrite per la sintonia dei trasformatori T_1 e T_2; CN_1 e CN_2 = capacità di neutralizzazione (C_2 e C_3 in fig. 53); T_3 = trasformatore d'alimentazione, R = raddrizzatore al selenio per la tensione anodica.

lati in plastica, un'estremità dei quali sarà saldata alla placca di ciascuno dei due triodi e l'altra estremità infilata entro i tubicini ora citati di collegamento di griglia, costituiranno le due capacità di neutralizzazone C_2 e C_3. Infilando pù o meno i fili

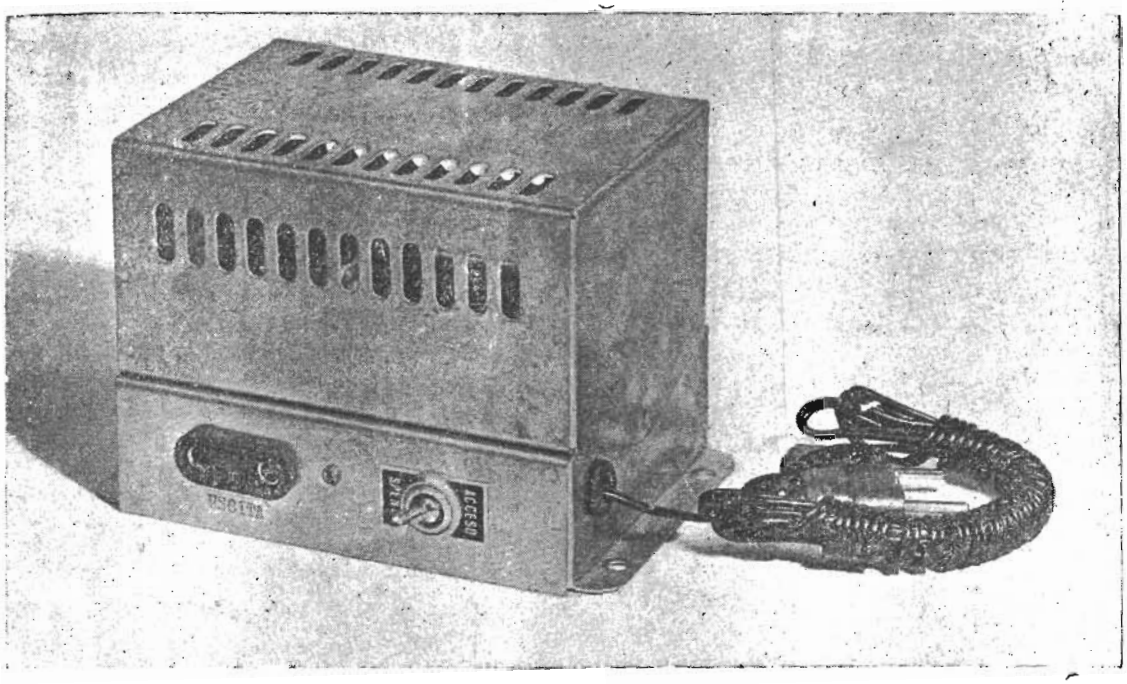


Fig. 55. — Vista del « booster » monocanale di schema fig. 53 con la sua copertura di protezione.

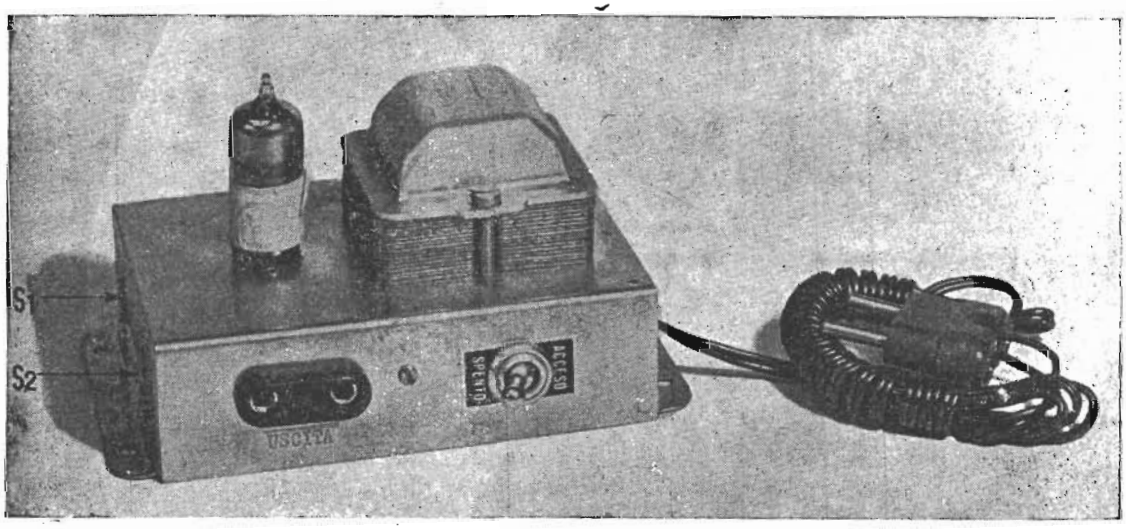


Fig. 56. — Vista del « booster » ad una valvola monocanale di schema fig. 53 (costruzione Napoli)

isolati nei tubicini di griglia si varierà la capacità sino a perfetta neutralizzazione.

I due trasformatori a radio frequenza T_1 e T_2 sono praticamente identici e costituiti da un nucleo a tubetto di materiale plastico a bassa perdita del diametro esterno di circa 8 mm sul

quale sono avvolti primario (1 spira) e secondario (3 spire) con filo nudo di 10/10. Tali trasformatori a r.f. potranno essere sintonizzati anche con un nucleo avvitabile in « ferrite ». I condensatori variabili C_1 e C_4 sono dei normali « trimmer » da 5 ÷ 10 pF.

Le resistenze R_1 e R_2 hanno il valore di 0,5 megaohm; R_3 e R_4 sono da 40.000 ohm; R_5 è da 60 ohm. Il « choker » L sul filamento della 6J6 è costituito da una bobina a nido d'ape (diametro interno 6 mm circa) con una ventina di spire (circa 50 μH). Si porrà attenzione a che i due circuiti oscillatori di griglia

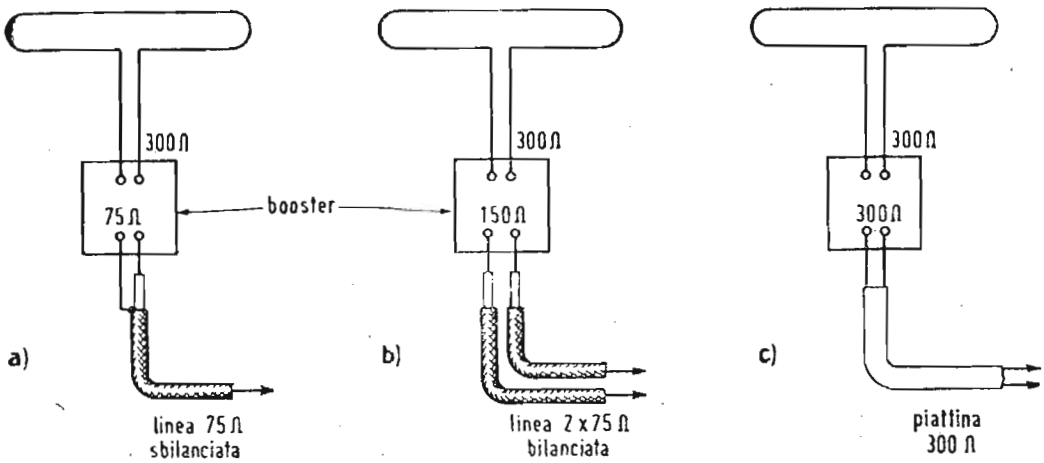


Fig. 57. — Tipi di « booster » con diversi valori di impedenza d'ingresso e d'uscita.

e di placca siano bene disaccoppiati e schermati fra di loro. Ad es. il circuito di griglia sarà sistemato nella parte inferiore di un piccolo chassis in lamiera d'alluminio, mentre il circuito di placca potrà essere sistemato nella parte superiore (assieme alla 6J6) dello stesso chassis. I dati indicati pei trasformatori T_1 e T_2 si riferiscono all'onda di Milano (203 MHz); per l'onda di Torino aggiungere una spira al primario ed una o due spire al secondario.

Nell'uso pratico dei « booster » si dovrà fare attenzione a sintonizzare accuratamente sia l'entrata che l'uscita (mediante un misura campo derivato sulla linea) onde ottenere il miglior raccordo d'impedenza e di conseguenza la massima efficienza di trasferimento dell'energia verso i ricevitori (fig. 57).

Domande alle quali l'allievo deve rispondere

NORME. — Per ogni domanda, sono già indicate quattro risposte, (**a**, **b**, **c**, **d**) una delle quali è l'esatta. L'allievo dovrà segnare con un tratto a penna o matita una delle quattro lettere **a**, **b**, **c**, **d**, riportate nella colonna a fianco della domanda per indicare qual'è la risposta da lui ritenuta esatta.

ESEMPIO

(la risposta **d** è quella ritenuta esatta) **a):** **b):** **c):** ~~**d)**~~

DOMANDA	**RISPOSTE** (segnare quella che ritiene esatta)
1. Un dipolo in mezz'onda oscilla in risonanza quando: **a)** è messo a terra ad uno dei suoi estremi; **b)** è libero nello spazio; **c)** è messo a terra ad ambedue gli estremi; **d)** è collegato a terra ad un estremo attraverso una resistenza di alto valore.	**a):** **b):** **c):** **d):**
2. Un semi-dipolo in quarto d'onda oscilla in risonanza quando: **a)** è messo a terra ad uno dei suoi estremi; **b)** è libero nello spazio; **c)** è collegato a terra in un punto centrale; **d)** è messo a terra ad entrambi gli estremi.	**a):** **b):** **c):** **d):**
3. In un dipolo in mezz'onda in che punto viene collegata la linea di trasmissione (punto di utilizzazione)? **a)** nella sezione centrale; **b)** fra un estremo e la terra; **c)** fra i due estremi; **d)** fra il centro ed un estremo.	**a):** **b):** **c):** **d):**
4. La sezione centrale di un dipolo (fra gli estremi affacciati dei due semidipoli allineati) quale impedenza presenta? **a)** 100 ohm; **b)** 72 ohm; **c)** 300 ohm; **d)** 50 ohm.	**a):** **b):** **c):** **d):**
5. In un semidipolo in quarto d'onda dove trovasi il punto di utilizzazione? **a)** fra un estremo e la terra; **b)** nella sezione centrale; **c)** fra i due estremi; **d)** fra il centro ed un estremo.	**a):** **b):** **c):** **d):**
6. Il punto di utilizzazione di un semidipolo in quarto d'onda quale impedenza presenta? **a)** 72 ohm; **b)** 300 ohm; **c)** 50 ohm; **d)** 100 ohm.	**a):** **b):** **c):** **d):**

7. Un dipolo ripiegato (folded dipole) quale impedenza presenta nel suo punto di utilizzazione?
a) 72 ohm; **b)** 100 ohm; **c)** 300 ohm; **d)** 50 ohm; **a): b): c): d):**

8. Chiamasi « direttore » un elemento parassita disposto:
a) parallelamente ed anteriormente al dipolo principale (verso la direzione di provenienza del segnale); **b)** parallelamente e posteriormente al dipolo principale (nella direzione opposta di provenienza del segnale; **c)** normalmente ed anteriormente al dipolo principale; **d)** normalmente e posteriormente al dipolo principale. **a): b): c): d):**

9. Chiamasi « riflettore » un elemento parassita disposto:
a) parallelamente e posteriormente (in relazione alla direzione di provenienza del segnale) al dipolo principale; **b)** parallelamente ed anteriormente al dipolo; **c)** normalmente ed anteriormente al dipolo principale; **d)** normalmente e posteriormente al dipolo principale. **a): b): c): d):**

10. Il massimo guadagno di un sistema dipolo-riflettore si ha quando la distanza fra i due elementi è:
a) 0,35 λ; **b)** 0,25 λ; **c)** 0,1 λ; **d)** 0,05 λ. **a): b): c): d):**

11. Il massimo guadagno di un sistema dipolo-direttore si ha quando la distanza fra i due elementi è:
a) 0,35 λ; **b)** 0,30 λ; **c)** 0,20 λ; **d)** 0,15 λ. **a): b): c): d):**

12. La lunghezza di un « direttore » deve essere, nei rispetti del dipolo principale:
a) maggiore del 10%; **b)** maggiore del 5%; **c)** minore del 5%; **d)** minore del 10%. **a): b): c): d):**

13. La lunghezza di un « riflettore » deve essere, nei rispetti del dipolo principale:
a) maggiore del 10%; **b)** maggiore del 5%; **c)** minore del 10%; **d)** minore del 5%. **a): b): c): d):**

14. L'effetto in aumento di guadagno e direttività dato dall'aggiunta di un elemento parassita ad un dipolo è:
a) uguale sia per un riflettore, che per un direttore; **b)** doppio per un riflettore nei rispetti del direttore; **c)** doppio per un direttore nei rispetti del riflettore; **d)** triplo per un riflettore nei rispetti del direttore. **a): b): c): d)**

15. Un elemento riflettore deve essere sempre:
a) capacitivo; **b)** induttivo; **c)** resistivo; **d)** indifferentemente reattivo o resistivo. **a): b): c): d):**

16. Un elemento direttore deve essere sempre:
a) capacitivo; **b)** induttivo; **c)** resistivo; **d)** indifferentemente reattivo o resistivo. **a): b): c): d):**

17. Diminuendo le distanze fra gli elementi parassiti

ed il dipolo principale, l'impedenza dell'antenna: **a)** diminuisce; **b)** aumenta; **c)** rimane inalterata; **d)** aumenta sino ad un determinato limite, poi decresce. **a): b): c): d):**

18. Uno spezzone di linea di trasmissione cortocircuitato ad una estremità ed oscillante esattamente in quarto d'onda si presenta all'altra estremità: **a)** induttivo; **b)** capacitivo; **c)** resistivo; **d)** reattivo o resistivo a seconda del materiale isolante esistente fra i conduttori. **a): b): c): d):**

19. Uno spezzone di linea di trasmissione oscillante in quarto d'onda (cortocircuitato ad un'estremità) ma leggermente più lungo del necessario, si presenta all'altra estremità: **a)** resistivo; **b)** induttivo; **c)** capacitivo; **d)** reattivo o resistivo a seconda della qualità del materiale isolante. **a): b): c): d):**

20. Uno spezzone di linea di trasmissione oscillante in quarto d'onda (cortocircuitato ad una estremità) ma leggermente più corto del necessario; si presenta all'altra estremità: **a)** resistivo; **b)** induttivo; **c)** capacitivo; **d)** reattivo o resistivo a seconda del materiale isolante fra i conduttori. **a): b): c): d):**

21. Un adattatore (o trasformatore d'impedenza realizzato con uno spezzone di linea in quarto d'onda: **a)** è strettamente legato a determinati valori di impedenza d'ingresso e d'uscita, nonchè ad una determinata frequenza; **b)** non ha alcun vincolo con le due impedenze (ingresso e uscita da raccordare; **c)** non ha alcun vincolo con la frequenza in giuoco; **d)** è autoadattante entro larghi limiti di valori d'impedenza e frequenza. **a): b): c): d):**

22. Quali vantaggi (due principali) presenta una linea di trasmissione in piattina bifilare sugli altri tipi di linee? **a)** è più leggera; **b)** presenta minori perdite; **c)** costa meno; **d)** è più facilmente reperibile. (Segnare due risposte). **a): b): c): d):**

23. Quali due vantaggi principali presenta una linea di trasmissione in cavo coassiale schermato? **a)** costo; **b)** peso; **c)** facilità d'installazione; **d)** immunità ai disturbi. (Segnare due risposte). **a): b): c): d):**

24. Per quali ragioni un'antenna per TV non dà generalmente buoni risultati? **a)** per le sue dimensioni; **b)** per la presenza di onde riflesse nella camera; **c)** per la sua impedenza; **d)** per il campo esiguo. **a): b): c): d):**

25. Può ritenersi pericolosa un'antenna esterna agli effetti del fulmine? **a)** sì; **b)** no; **c)** occorre una protezione speciale; **d)** non è necessaria alcuna speciale protezione. (Segnare due risposte). **a): b): c): d):**

Domande e risposte su argomenti trattati nella Dispensa 24, 25 e 26 (lezioni XL, XLI, XLII, XLIII e XLIV)

DOMANDE

1. Perchè nelle ricezioni TV si rende necessaria un'antenna molto più elaborata che non nelle comuni ricezioni radio?

2. Nella ricezione pratica di un segnale TV è sempre indispensabile orientare l'antenna nella direzione della stazione emittente?

3. Se un'antenna costituita da un dipolo ed un riflettore non fornisse un sufficiente guadagno per una determinata ricezione, che cosa si potrebbe fare per accrescere tale guadagno?

4. Qual'è il guadagno approssimativo che si ottiene aggiungendo un elemento riflettore ad un dipolo?

5. Come si può accrescere l'impedenza di un dipolo ricevente per adattarlo all'impedenza di una determinata linea di trasmissione?

6. Qual'è la differenza fra « lunghezza fisica » e « lunghezza elettrica » di un dipolo?

7. Su quale frequenza deve risuonare elettricamente un dipolo destinato a ricevere un determinato canale TV ove le due portanti « video » e « audio » differiscono di 5,5 MHz?

8. Quale deve essere il campo elettrico in microvolt/metro entro l'area di servizio di un trasmettitore TV?

9. Qual'è il campo elettrico in microvolt/metro che caratterizza le cosidette aree marginali?

10. Quale impedenza caratteristica deve possedere una linea in quarto d'onda usata come trasformatore (adattatore) d'impedenza fra due impedenze di 300 ohm e 150 ohm?

11. Qual'è la formula che esprime l'impedenza caratteristica di una linea di trasmissione nella quale il dielettrico non è aria, ma un isolante solido di costante dielettrica **K**?

12. Qual'è la formula che esprime l'impedenza caratteristica di una piattina bifilare in politene e di un cavo coassiale in politene?

13. Quali caratteristiche elettriche possiede una linea risuonante in quarto d'onda ad una determinata frequenza, con un estremo posto in corto circuito?

14. In cosa consiste un «isolatore metallico»?

RISPOSTE

1. **a)** Perchè le altissime frequenze delle radioonde della TV sono soggette a forti perdite ed attenuazioni quando non siano raccolte da speciali antenne direttive specialmente progettate e dimensionate.
Altre perdite inoltre intervengono nel trasferimento dell'energia captata dall'antenna al televisore se non vengono adottate speciali attenzioni.
b) Perchè le radioonde della TV posseggono una polarizzazione orizzontale o verticale che deve essere rispettata nella posizione dell'antenna ricevente.
c) Perchè le radioonde della TV sono soggette ad essere riflesse da tutti i corpi solidi conduttori o semiconduttori circostanti il ricevitore ed occorre selezionare con un'antenna direttiva il segnale migliore.

2. No. In località ove si verificano molte riflessioni (alcune di queste anche provenienti da montagne relativamente lontane) la migliore ricezione si ottiene talvolta orientando l'antenna verso la provenienza di una di tali riflessioni, che si troverà quindi in tutt'altra direzione della stazione emittente.

3. **a)** Si possono aggiungere all'antenna uno o due o tre riflettori.
b) Si può alzare l'antenna a maggiore distanza dal suolo.

c) Si può orientare meglio l'antenna ricercando la direzione che dà il miglior segnale.
d) Si può raddoppiare (o triplicare) in senso verticale il complesso degli elementi dell'antenna realizzando un'antenna a due, tre o più piani.

4. Il guadagno in intensità (o tensione) è di circa **2**, mentre il guadagno in potenza è di circa **4**.

5. Aggiungendo altri conduttori in parallelo al dipolo e derivando la linea di trasmissione da uno di essi si può accrescere entro notevoli limiti l'impedenza del dipolo. L'aumento d'impedenza è all'incirca proporzionale al quadrato del numero totale degli elementi, se questi hanno lo stesso diametro. Se il diametro degli elementi costituenti il dipolo composto non è uguale, l'impedenza è data dalla formula:

$$Z_0 = 72\ (1 + Z_1/Z_2)^2$$

ove Z_1 è l'impedenza caratteristica di una linea di trasmissione bifilare i cui conduttori hanno il diametro del conduttore più piccolo del dipolo composto e la stessa loro distanza assiale; e Z_2 è l'impedenza caratteristica di una linea di trasmissione bifilare i cui conduttori hanno il diametro del conduttore più grosso con l'identica distanza assiale.

6. La « lunghezza fisica » di un dipolo è la sua lunghezza materiale misurata in metri, ed è leggermente più corta della lunghezza elettrica » che si identifica nella metà della lunghezza d'onda calcolata con la formula.

$$\lambda = \frac{V}{n}$$

ove **V** è la velocità della luce (300.000.000 di metri al sec.) ed **n** è la frequenza in hertz.
Nella gamma delle frequenze usate nei canali della TV la « lunghezza ghezza fisica » sarà circa il 90 per cento della lunghezza elettrica.

7. Si assume generalmente come frequenza di risonanza del dipolo la media geometrica fra le due frequenze portanti « video » ed « audio ». Cioè chiamate V_f e A_f tali due frequenze, la frequenza di risonanza del dipolo dovrà essere uguale a:

$$\sqrt{V_f \times A_f}$$

8. Nell'area di servizio di un trasmettitore TV il campo non deve essere inferiore al valore di 500 microvolt/metro.

9. Nelle aree marginali il campo elettrico è inferiore al valore di 500 microvolt/metro.

10. L'impedenza della linea di adattamento in quarto d'onda sarà uguale a:

$$\sqrt{300 \times 150} = 210 \text{ ohm}$$

11. L'impedenza caratteristica di una linea di trasmissione è data dalla formula generale:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \times \sqrt{\frac{I}{K}}$$

ove **L** e **C** sono l'induttanza e la capacità distribuite e **K** è la costante dielettrica dell'isolante.

12. Una piattina bifilare in politene ha un'impedenza caratteristica data da:

$$Z_0 = \frac{276}{\sqrt{2,5}} \log_{10} \frac{2\,D}{d}$$

ove **D** è la distanza assiale e **d** è il diametro dei conduttori.
Nel caso di un cavo coassiale in politene la sua impedenza è data da:

$$Z_0 = \frac{138}{\sqrt{2,5}} \times \log_{10} \frac{D}{d}$$

ove **D** è il diametro interno del conduttore esterno e **d** è il diametro esterno del conduttore interno.

13. All'altro estremo la linea appare come una resistenza infinita (teoricamente, in assenza di perdite).

14. Chiamasi « isolatore metallico » uno spezzone di linea in quarto d'onda (od anche una semplice asta conduttrice oscillante in quarto d'onda) collegata a terra ad un estremo. L'altro estremo possiede una altissima resistenza verso terra e può essere utilizzato come sostegno di un organo al quale è applicata la stessa frequenza di risonanza.

Autorizzazione del Tribunale di Milano 16-1-61 - N. 5502 del Registro
Direttore responsabile ALFONSO GIOVENE - Proprietà della Editrice Il Rostro
Distribuzione in abbonamento postale - Gruppo II
Distribuzione STE - Milano

CORSO
TEORICO - PRATICO DI
TELEVISIONE

DISPENSA

N. 27

SOMMARIO

— Chiave per le risposte alle domande della DISPENSA n. 26 (Lezioni XL, XLI, XLII, XLIII, XLIV).

LEZIONE XLV:

L'alimentazione dei ricevitori di televisione — L'alimentazione a media tensione — L'alimentatore dell'EAT — Circuiti moltiplicatori di tensione — Requisiti di un alimentatore di EAT — L'alimentatore RF.

LEZIONE XLVI:

L'alimentatore ad impulsi RF — L'alimentatore EAT con rettificatore semionda sfruttante il ritorno del dente di sega — L'alimentatore moltiplicatore di tensione di ritorno — La regolazione automatica della tensione — Ricevitori senza trasformatore di alimentazione — Altri tipi di alimentatori.

TUTTI I DIRITTI RISERVATI ALLA
EDITRICE IL ROSTRO - MILANO

TIPOGRAFIA EDIZIONI TECNICHE - MILANO - VIA BALDO DEGLI UBALDI, 6

Chiave per le risposte alle domande della dispensa 26ª (lezioni XL, XLI, XLII, XLIII e XLIV)

Numero della domanda	Risposta esatta
1	b)
2	a)
3	a)
4	b)
5	a)
6	a)
7	c)
8	a)
9	a)
10	b)
11	d)
12	c)
13	b)
14	a)
15	a)
16	b)
17	a)
18	c)
19	b)
20	c)
21	a)
22	b)-c)
23	c)-d)
24	b)
25	b)-d)

LEZIONE XLV

L'ALIMENTAZIONE DEI RICEVITORI DI TELEVISIONE.

Passiamo ora ad esaminare in dettaglio la costituzione pratica di un ricevitore TV.

Per prima cosa passeremo in rassegna i sistemi generalmente adottati per provvedere alle necessarie alimentazioni dei vari circuiti costituenti il ricevitore.

Per l'alimentazione anodica dei televisori è necessario provvedere due diverse fonti di tensione continua: un primo alimentatore di media tensione (circa 300 volt con 200 ÷ 300 mA, per ricevitori provvisti di trasformatore di alimentazione; circa 200 volt con 200 ÷ 250 mA per i ricevitori asicroni senza trasformatore di alimentazione, per i quali la tensione continua è ottenuta per diretto raddrizzamento della tensione di rete a 220 volt c.a.); un secondo alimentatore capace di fornire l'E.A.T. (extra alta tensione) per il 2° anodo del tubo catodico; l'E.A.T. è dell'ordine di 7 ÷ 17 kV per i ricevitori a visione diretta, ovvero di 20 ÷ 100 kV per i ricevitori a proiezione; l'erogazione di corrente richiesta all'alimentatore per l'E.A.T. è di pochi milliampere.

L'ALIMENTATORE A MEDIA TENSIONE.

La fig. 1 rappresenta lo schema di un alimentatore di media tensione per televisore, non differente dal tipo convenzionale di raddrizzatore per entrambe le semionde comunemente usato nei radioricevitori, salvo che fa uso di due doppi diodi in parallelo per far fronte alla notevole richiesta di corrente continua. Il trasformatore è del tipo universale, col primario provvisto di tutte le prese corrispondenti alle tensioni di rete italiane; il rapporto per il secondario alta tensione è in salita; tale avvol-

gimento fornisce 400 volt e sopporta il carico di 300 mA c.c. con 375 V c.c.

Tre avvolgimenti secondari forniscono le basse tensioni di accensione rispettivamente per i 2 tubi raddrizzatori (ad es. 5U4, oppure 5X4), per tutti i tubi elettronici del ricevitore e per il tubo catodico. Nulla vieta di usare invece di due raddrizzatori in parallelo, un solo tubo biplacca (ad. es. AZ50) capace di fornire tutta la corrente c.c. richiesta, ovvero due diodi semplici monoplacca (ad es. PY80).

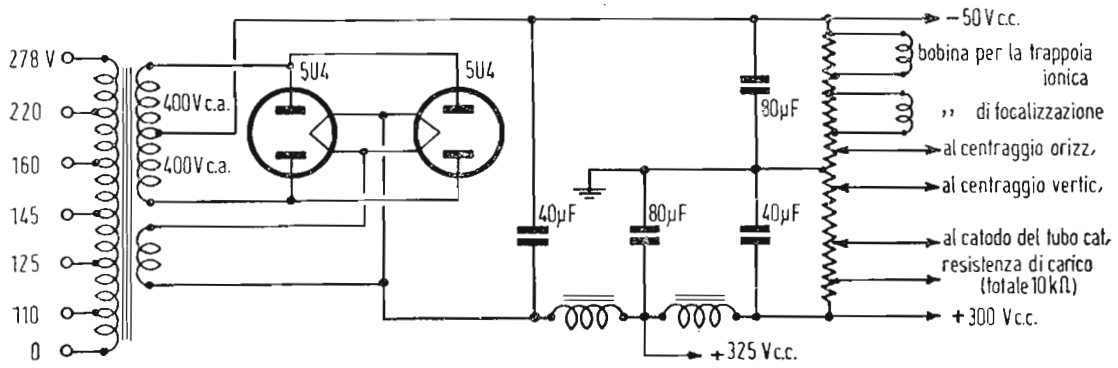


Fig. 1. — Alimentatore anodico di media tensione per televisore.

In fig. 1 sono previste due cellule di filtro con due impedenze, la prima delle quali può essere costituita dalla bobina di campo dell'altoparlante, se questo è il tipo elettrodinamico.

I condensatori di filtro sono di grande capacità per assicurare l'assenza di ronzio, che non è tollerabile, perchè è necessario che esso non pervenga ai circuiti di scansione e video, dove si devono amplificare frequenze bassissime fino a pochi Hz, senza accoppiamenti fra gli amplificatori attraverso l'impedenza dell'alimentatore comune. A questo proposito particolari cure vanno rivolte al trasformatore di alimentazione affinchè esso risulti il più possibile privo di flussi dispersi, di ronzii meccanici ed elettrici e di induzione su component del circuito; a questo scopo esso dovrà essere calcolato per un'induzione del nucleo inferiore a 8000 gauss, dato che il ronzio è proporzionale alla 4ª potenza dell'induzione. E' pure consigliabile provvederlo di uno schermo magnetico ed orientarlo sul telaio in modo da non influenzare altre parti del ricevitore, dalle quali esso deve distare il più possibile.

Una resistenza di carico di 10 kΩ a filo serve da carico stabilizzatore delle tensioni continue e da divisore di tensione. Collegando alla massa del telaio una presa intermedia di detta

resistenza, si ottengono tensioni positive e negative utili per i centraggi orizzontale e verticale (facendo scorrere una corrente continua costante nelle bobine del giogo di deviazione); per la polarizzazione positiva del catodo del cinescopio (spostando il cursore si ottiene la regolazione di luminosità ; per l'alimentazione della bobina di focalizzazione nel caso di tubo catodico a concentrazione elettromagnetica; per l'alimentazione della bobinetta della trappola ionica, quando questa è del tipo elettromagnetico. Se la concentrazione è elettrostatica non servono le prese per la focalizzazione. Se anche la deviazione è elettrostatica (caso ormai rarissimo) non si effettuano le prese per i centraggi e per la trappola ionica, che, come si sa, è assente colla deviazione elettrostatica, che devia gli ioni allo stesso modo degli elettroni.

Dalla porzione negativa del divisore di tensione si possono ricavare varie tensioni di polarizzazione per alcuni stadi dei ricevitori, richiedenti polarizzazione fissa negativa.

Non si insiste sul funzionamento del raddrizzatore biplacca, perchè troppo noto a chiunque si interessi di radio.

L'ALIMENTATORE DELL'E.A.T.

E' opportuno richiamare le caratteristiche del raddrizzatore semionda con diodo monoplacca rappresentato in fig. 2, praticamente concidente con un circuito di rivelazione a diodo in

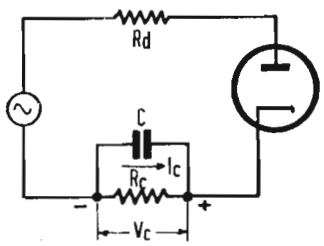


Fig. 2. — Circuito raddrizzatore semionda.

cui Rc è la resistenza di carico, sulla quale si scarica il condensatore C, Rd è la resistenza presentata dal diodo quando è conduttivo. Detti Vm il valor massimo della tensione sinoidale applicata all'ingresso, Vc la tensione raddrizzata di uscita ai capi di Rc, nell'ipotesi di capacità $C = \infty$, si dimostra la seguente relazione:

$$\frac{Rc}{Rd} = \pi \left[\sqrt{\left(\frac{Vm}{Vc}\right)^2 - 1} - ar\cos\frac{Vc}{Vm} \right]^{-1} \qquad [1]$$

In assenza di carico, cioè per $Rc = \infty$, è $Vc = Vm$, il condensatore si carica al valor massimo della tensione applicata; il raddrizzatore deve resistere ad una tensione inversa di punta pari a 2 Vm. Lo stesso avviene per Rc diverso da 0, quando $Rd = 0$ e $C = \infty$.

In condizioni di lavoro normale, Rc diverso da 0, la corrente del raddrizzatore consta di ampi impulsi brevi. E' talvolta opportuno limitare l'ampiezza massima degli impulsi di corrente, disponendo una resistenza, che aumenti l'impedenza del circuito.

Posto $k = \dfrac{Vc}{Vm}$, $Ic = \dfrac{Vc}{Rc} = \dfrac{kVm}{Rc}$, dalla [1] si deduce:

$$\frac{Rd\ Ic}{Vm} = \frac{1}{\pi}\left(\sqrt{1 - k^2} - k\ ar\ cos\ k\right) \qquad [2]$$

La [2] indica che Vc cade rapidamente per Ic piccola, più lentamente quando la corrente nel carico è forte. Si vede quindi la necessità di disporre una resistenza di carico fissa di va-

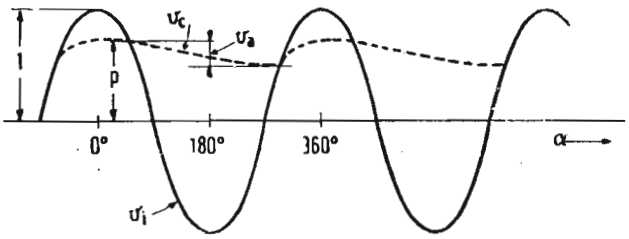


Fig. 3. — Tensione di ingresso v_i e di uscita v_c del rettificatore semionda.

lore relativamente basso, allo scopo di stabilizzare la tensione di uscita.

La [2], il cui grafico può essere definito come la curva di regolazione dell'alimentatore, per la condizione di $Vc = 0$ in corrispondenza di $Rc = 0$, cioè di corto circuito, fornisce per la corrente:

$$Ic\ (\text{corto circuito}) = \frac{0{,}318\ Vm}{Rd} \qquad [3]$$

dalla quale si calcola la resistenza Rd del diodo.

Se Rd è piccola occorre limitare la corrente di corto circuito portandola al valore $Rd = 10\ Vm$, con che si avrebbe una corrente di corto circuito, di circa 32 mA, che però si riduce as-

sai per effetto di saturazione del diodo e si avvicina al valore di 5 mA raccomandato come corrente di corto circuito di sicurezza.

Se C non è infinita la tensione di uscita non è più continua, ma contiene una componente di ronzio dovuta all'alternata. La forma d'onda di Vc è in questo caso quella a tratti in fig. 3, in cui si è supposto che l'ampiezza della tensione Vi di ingresso sia $Vi = 1$. Durante la carica allora la tensione ai capi di C vale circa k volt; segue una scarica su R con legge esponenziale, per cui la componente alternata di ronzio punta a punta vale:

$$vapp = k\,[1 - e^{-(180 - ar\cos k)/180\, f\, RcC}] \qquad [4]$$

dove f è la frequenza della tensione sinoidale vi di entrata, $\cos k$ è espresso in gradi. Per piccoli valori di ronzio si trova:

$$f\,RcC\,vapp = 1 - \frac{ar\cos k}{180} \qquad [5]$$

E' facile tracciare la curva che dà $f\,RcC\,vapp$ in funzione del rapporto Rc/Rd; si trova che per $Rc = Rd$, $vapp = 0{,}57/f\,RdC$; aumentando progressivamente Rc, il ronzio diminuisce dapprima rapidamente fino a $Rc = 30\,Rd$, poi più lentamente fino ad annullarsi per $Rc = \infty$. In pratica è sempre $Rc >> Rd$, per cui si può porre con sufficiente approssimazione:

$$vapp = \frac{1}{f\,RcC} \qquad [6]$$

Calcolando il valore di C colla [6] si ottengono valori molto alti, che risultano praticamente antieconomici. Si preferisce, data la piccolezza della corrente raddrizzata, nel caso di tubi catodici, aggiungere una cellula di filtro a resistenza e capacità come in fig. 4.

La componente di ronzio si calcola approssimativamente come segue:

siano: $Ia_2 = \dfrac{Va_2}{Xc_2}$ = valore efficace della corrente di ronzio in C_2;

Va_2 = tensione efficace di ronzio ai capi C_2;

Xc_2 = reattanza di C_2;

$$Va_1 = Va_2 + \frac{Va_2 R_1}{Xc_2} =$$ tensione efficace di ronzio ai capi di C_1;

R_1 = resistenza di filtro.

Dall'espressione di Va_1 si deduce, detta Xc_1 la reattanza di C_1, per il valore efficace Ia_1 della corrente di ronzio in C_1:

$$Ia_1 = \frac{Va_2}{Xc_1} + \frac{Va_2 R_1}{Xc_1 Xc_2} \qquad [7]$$

Si supponga, come in fig. 4-b), che la corrente raddrizzata semisinoidale abbia un valore massimo di 1 A, la componente

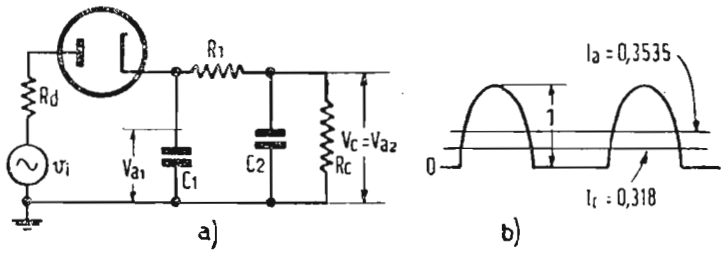


Fig. 4. — Filtro a due cellule. a) circuito di principio; b) forma di onda ideale della corrente nel raddrizzatore.

continua vale $Ic = 0{,}318$. Se si suppone che la corrente sia composta di onde sinoidali, la sua componente alternata di ronzio vale: $Ia = 0{,}3535$, quindi:

$$Ia_1 + Ia_2 = \frac{Va_2}{Xc_1} + \frac{Va_2}{Xc_2} + \frac{Va_2 R_1}{Xc_1 Xc_2} = 0{,}3535 \qquad [8]$$

da cui:

$$Va_2 = \frac{0{,}3535\, Xc_1\, Xc_2}{Xc_1 + Xc_2 + R_1} \qquad [9]$$

Ricordando che:

$$Vc = Rc\, Ic = 0{,}318\, Rc \qquad [10]$$

la [9] e la [10] forniscono per il rapporto della componente di ronzio alla tensione continua di uscita:

$$V\text{eff} = \frac{Va_2}{Vc} = \frac{0{,}3535\ Xc_1}{0{,}318\ Rc\,(1 + Xc_1/Xc_2 + R_1/Xc_2)} =$$

$$= \frac{0{,}177}{f\,Rc\,C_1\ \ (1 + C_2/C_1 + 2\,\pi\,f\ R_1\,C_2)} \qquad [11]$$

Es. - Sia: $f = 50$ Hz; $Rc = 20$ MΩ; $C_1 = C_2 = 2500$ pF; $R_1 = 2$ MΩ, la [11] fornisce:

$$V\text{eff} = \frac{0{,}177}{50.20.10^6.2{,}5.10^{-9}\ (1+1+6{,}28.50.2.10^6.2{,}5.10^{-9})} \cong 0{,}02$$

Con una sola capacità di filtro come in fig. 2, occorrerebbe per lo stesso ronzio una capacità ben maggiore.

CIRCUITI MOLTIPLICATORI DI TENSIONE.

La tensione anodica del tubo catodico può essere generata con un raddrizzatore monoplacca fino a 10 kV; oltre questo limite le difficoltà di isolamento dei trasformatori e dei tubi raddrizzatori che devono resistere a tensioni inverse eccessivamente al-

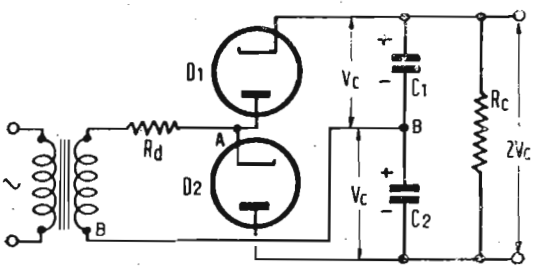


Fig. 5. — Duplicatore di tensione a due semionde.

te, diventano proibitive. Per tensioni da 10 a 100 kV si ricorre perciò al sistema dei moltiplicatori a diodo in serie, dove ciascun tubo è sottoposto ad una tensione inversa inferiore ai 10 kV e la tensione alternata fornita dal trasformatore di alimentazione è dell'ordine di 7,5 kVeff.

Il circuito moltiplicatore di tensione più semplice è il duplicatore che sfrutta entrambe le semionde rappresentate schematicamente in fig. 5. Si tratta di un circuito raddrizzatore in cui i due condensatori C_1 e C_2 si caricano a semicicli alterni,

mentre si scaricano tra loro in serie, per modo che le tensioni V_c di uscita si sommano per dare la tensione continua risultante 2 V_c, che è quella utilizzata per l'alimentazione del tubo catodico.

In fig. 5 quando il punto A è positivo rispetto al punto B, la placca del diodo D_1 è positiva rispetto al suo catodo, perciò D_1 è conduttivo, C_1 si carica producendo una polarità positiva sull'armatura collegata al catodo, ed una polarità negativa sull'armatura collegata al secondario del trasformatore. Durante il semiciclo successivo della tensione alternata di ingresso, il punto A diviene negativo rispetto al punto B, il catodo del diodo D_2 negativo rispetto alla sua placca, D_2 diviene conduttivo, il condensatore C_2 si carica con segno + nel punto B e col segno — sulla placca D_2.

La tensione ai capi della resistenza R_c di carico vale 2 V_c ed è all'incirca uguale al doppio del valore massimo della tensione alternata applicata, perchè C_1 e C_2 si caricano fino quasi a questo valore. La tensione di uscita contiene un'ondulazione di ronzio di frequenza doppia della tensione di rete applicata. Il trasformatore di alimentazione è necessario che abbia il secondario isolato da massa, perchè se la rete fosse applicata di-

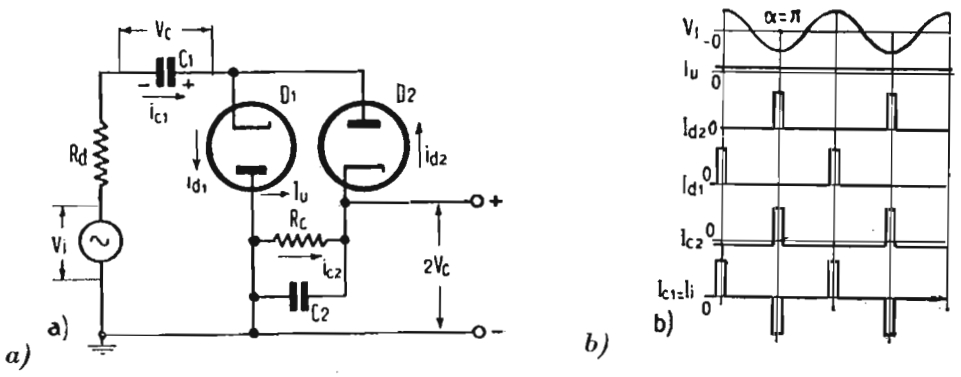


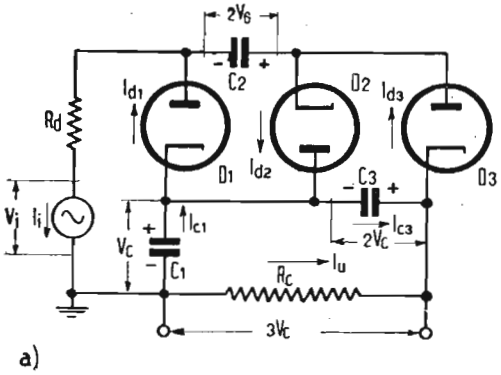
Fig. 6. — Duplicatore di tensione semionda. a) circuito fondamentale; b) forme d'onda schematiche delle correnti e tensioni.

rettamente fra i punti A e B (facendo astrazione dalla resistenza R_d dei diodi), la tensione di entrata e quella di uscita non avrebbero una connessione a massa comune, allora i tubi elettronici avrebbero una metà dell'alta tensione continua di uscita applicata tra filamento e catodo, il che provoca facilmente scariche tra questi elettrodi, e rumore di fondo. Si preferisce ricorrere al circuito di fig. 6 duplicatore semionda di tensione, che ha in comune la massa per i circuiti di entrata e di uscita.

La tensione duplicata di uscita contiene una componente

alternata di ronzio alla frequenza della rete di alimentazione. In fig. 6-b) sono rappresentate le forme d'onda idealizzate delle tensioni e correnti in gioco. Per tali diagrammi occorre ammettere le seguenti ipotesi:

1) Il circuito è in regime permanente.
2) La corrente Iu nel carico Rc è una pura corrente continua.
3) Le correnti nei diodi e nei condensatori sono impulsi rettangolari molto brevi.
4) La corrente Iu di uscita nel carico trova il suo ritorno attraverso i raddrizzatori per modo che il valor medio delle correnti Id$_1$ e Id$_2$ nei due diodi eguaglia Iu.
5) La somma delle correnti che entrano in ogni nodo è uguale



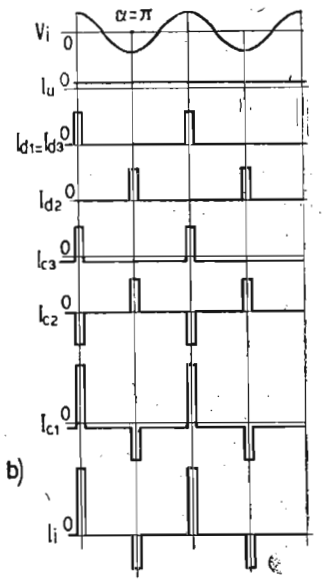


Fig. 7. — Circuito in cascata triplicatore di tensione. a) circuito fondamentale (le frecce indicano i sensi delle correnti positive); b) forme d'onda schematiche delle correnti e tensioni.

alla somma delle correnti che escono dallo stesso nodo.

Agli istanti corrispondenti ad $\alpha = 0$ l'alternanza positiva della tensione di ingresso abbia raggiunto il massimo Vi; il diodo D_1 sia conduttivo ed il diodo D_2 interdetto. Quest'ultimo diviene conduttivo per $\alpha = \pi$, ossia in corrispondenza dei massimi negativi di vi, quando D_1 è interdetto. Nel punto di massa la somma algebrica delle correnti dovendo essere nulla, si ha che la corrente Ic$_2$ nel condensatore C_2 vale Ic$_2$ = Id$_2$ — Iu, donde il grafico di fig. 6-b). C_2 si carica dunque per $\alpha = \pi$, ma si scarica in tutto il rimanente tempo del ciclo sulla resistenza Rc formando la corrente Iu di uscita nel carico. La corrente di carica Ic$_1$ di C_1 considerando il nodo comune al catodo di D_1 e alla placca di D_2, vale Ic$_1$ = Id$_1$ — Id$_2$, donde il grafico di Ic$_1$ in fig. 6-b), coincidente con quello della corrente di ingresso

dovuto alla vi. C_1 si carica agli istanti $\alpha = 0$ e si scarica agli istanti $\alpha = \pi$.

Nel caso ideale di resistenza $Rd = 0$ del generatore e di carico $Rc = \infty$, la carica di C_1 per $\alpha = 0$ raggiunge il valor massimo Vc. Nei punti di $\alpha = \pi$, le tensioni Vc ai capi di C_1 e Vi di ingresso sono in serie ed entrambe applicate al condensatore C_2, che si carica al doppio di Vc ossia a 2 Vc, donde la denominazione di duplicatore al circuito di fig. 6-a), che si comporta come un rettificatore semionda. La tensione inversa di punta che devono sopportare i due diodi è uguale a 2 Vc. Se $Rc = 0$, C_2 risulta corto circuitato e $Ic_2 = 0$, la Iu ha la forma di semisinusoide di ampiezza Vc/Rd e di valor medio 0,318 Vc/Rd, ossia la relazione [3] è verificata.

Se al circuito di fig. 6 si connette un'altra cellula composta da una capacità C_3 e da un diodo D_3 si perviene al circuito in cascata triplicatore di tensione rappresentato in fig. 7a). Il più semplice moltiplicatore in cascata è il duplicatore di fig. 6-a).

I diodi D_1 e D_3 sono conduttivi in corrispondenza delle alternanze positive nei punti $\alpha = 0$, mentre il diodo D_2 conduce nei punti $\alpha = \pi$. Considerando le correnti entranti ed uscenti nel nodo del catodo di D_3, si ottiene $Ic_3 = Id_3 - Iu$.

C_3 si carica negli istanti di conduzione di D_3, ma si scarica per tutta la rimanente durata del ciclo ed alimenta il carico Rc insieme con C_1. Per la corrente Ic_2 il nodo catodo di D_2-placca di D_3, fornisce $Ic_2 = Id_2 - Id_3$. C_2 si carica negli istanti $\alpha = \pi$ e si scarica negli istanti $\alpha = 0$. Per la corrente Ic_1 il nodo catodo di D_1-placca di D_2 fornisce $Ic_1 = Id_1 - Ic_2 - Iu$. Agli istanti $\alpha = 0$, C_1 riceve una carica uguale al doppio della carica ai capi di Rc per ciclo. C_1 si scarica e fornisce Iu; nei punti $\alpha = \pi$ fornisce pure la carica per C_2. La corrente Ii di ingresso vale $Ii = Id_1 - Ic_2$; il suo grafico è dissimmetrico perchè la corrente Iu di uscita scorre attraverso il generatore della tensione di ingresso. La fig. 7b) rappresenta le forme d'onda schematiche relative al circuito di fig. 7a). Per $Rd = 0$ e $Rc = \infty$, C_1 si carica al valore massimo del segnale applicato, nei punti $\alpha = 0$. Nei punti $\alpha = \pi$ le tensioni Vi di ingresso e Vc ai capi di C_1 si sommano e caricano C_2 al valore 2 Vc. Nei punti $\alpha = 0$ la tensione ai capi di C_3 è pure uguale a 2 Vc, perchè in una maglia la somma algebrica delle cadute di potenziale è sempre nulla.

Se Rc ha un valore finito il triplicatore si comporta diversamente dal circuito duplicatore. La corrente di corto circuito

infatti non è più calcolabile con la [3]; la curva della tensione di uscita cala più rapidamente che nel caso del duplicatore.

In generale in un moltiplicatore di tensione a n stadi, $n-1$ condensatori (eccetto cioè il più vicino al generatore) si caricano alla tensione $2Vc$, che rappresenta anche la tensione inversa cui sono soggetti tutti i diodi. La corrente Ii di ingresso ha an-

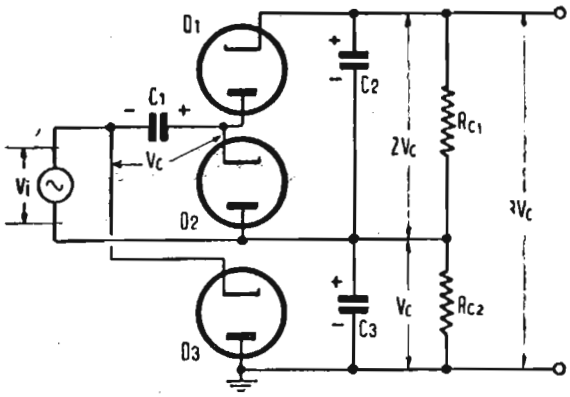


Fig. 8. — Triplicatore di tensione.

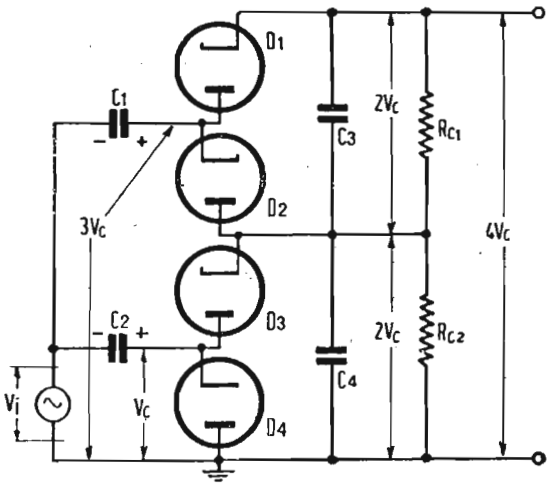


Fig. 9. — Quadruplicatore di tensione.

damento simmetrico se n è pari, dissimmetrico per n dispari. La potenza di uscita vale circa:

$$Pu = \frac{(n\,Vc)^2}{Rc} = \frac{2\,(n\,Veff)^2}{Rc} \qquad [12]$$

dove $Veff$ è il valore efficace della tensione alternata di ingresso. Il circuito equivalente del moltiplicatore è costituito da una resistenza Req alimentata dalla $Veff$. La Req si ricava eguagliando le espressioni della potenza di entrata Pi e di uscita Pu, supponendo un rendimento unitario del rettificatore:

$$Req = \frac{Rc}{2\,n^2} = \frac{V^2c}{2\,n^2\,Pu} \qquad [13]$$

dove Vc rappresenta la tensione continua fornita dal raddrizzatore.

Il triplicatore di tensione di fig. 8 è costituito da un duplicatore in cascata in serie con un raddrizzatore semionda; la

tensione di uscita continua vale circa tre volte il valor massimo del segnale di ingresso.

Il duplicatore in cascata è formato dai diodi D_1 e D_2, mentre il raddrizzatore semionda è costituito dal diodo D_3.

La fig. 9 rappresenta un quadriplicatore di tensione costituito da due duplicatori in cascata. Non conviene spingere la moltiplicazione oltre 4 stadi, perchè sono necessari trasformatori di accensione separati ad alto isolamento per i diodi.

L'intensità della corrente nel carico ottenibile da un moltiplicatore diminuisce aumentando il numero delle moltiplicazioni a motivo delle limitazioni alle correnti di punta ammissibili nei tubi raddrizzatori. Non è quindi pensabile di usare un moltiplicatore per alimentare un forte carico, mentre tale circuito rende ottimi servigi per le piccole correnti richieste dai tubi catodici, segnatamente quelli a proiezione.

REQUISITI DI UN ALIMENTATORE DI E.A.T.

La corrente anodica del tubo catodico varia quando l'immagine presenta un passaggio dal bianco al nero. Per un quadro tutto nero il tubo è praticamente interdetto e la corrente anodica nulla. Per un quadro tutto bianco in condizioni medie di luminosità si può ritenere che l'anodo richieda 3 watt se il tubo è a visione diretta, mentre richiede 6 watt se il tubo è a proiezione.

Si è detto sopra che se $Rd = 10\ Vm$ la corrente di corto circuito vale 31,8 mA; per un tubo a deviazione elettromagnetica con 10 kV di tensione anodica e 0,3 mA di corrente anodica media, allora:

$$\frac{Rd\ Ic}{Vm} = 10\ Ic = 3\ \text{mA}$$

Per questo valore la formula [2] che rappresenta la curva di regolazione dell'alimentatore fornisce:

$$k = \frac{Vc}{Vm} = 0{,}955$$

ossia la tensione anodica diminuisce del 4,5 % in corrispondenza del passaggio dal nero ($Ic = 0$) al bianco ($Ic = 0{,}3$ mA). Poi-

chè nella deviazione elettromagnetica l'angolo di deviazione è inversamente proporzionale alla radice quadrata della tensione anodica la diminuzione di questa del 4,5 % provoca un aumento delle dimensioni del quadro pari al 2,25 %, il che è difficilmente avvertibile ad occhio. Ma se la corrente di corto circuito fosse minore di 31,8 mA, si renderebbe necessario una regolazione automatica della tensione anodica del tubo catodico.

Si consideri ora un tubo a proiezione con $Va = 30$ kV e $Ia = 0{,}2$ mA. Ammettendo sempre la corrente di corto circuito uguale a 31,8 mA, ossia ponendo ancora $Rd = 10\ Vm$, si ha che:

$$\frac{Rd\ Ic}{Vm} = 10\ Ic = 2 \text{ mA}$$

cui corrisponde $k = 0{,}965$ per la [2]. Ciò significa che nel passaggio dal quadro tutto nero al quadro tutto bianco la tensione anodica diminuisce del 3,5 % e le dimensioni del quadro aumentano dell'1,75 %. Anche in questo caso è utile la regolazione automatica della tensione se la effettiva resistenza interna dell'alimentatore è maggiore di 10 Vm.

Per un tubo a deviazione elettrostatica con $Va = 4$ kV, $Ia = 0{,}75$ mA, la caduta di tensione, nelle stesse condizioni sopra considerate, è dell'8,5 %; di altrettanto aumentano le dimensioni del quadro.

L'effetto delle variazioni delle dimensioni del quadro viene in pratica attenuato, perchè l'osservatore è abituato a vedere soggetti in movimento continuamente variabili nelle dimensioni; perchè la variazione dal nero al bianco è generalmente dovuta a cambiamenti di scena, il che fa perdere all'osservatore la precisa percezione dei riferimenti delle dimensioni; perchè infine gli estremi del quadro, dove più si avvertono le variazioni di dimensioni, non sono generalmente visibili sui tubi riceventi.

In coclusione le variazioni delle dimensioni del quadro, in conseguenza delle cadute di tensione anodica, possono raggiungere anche il 15 % e sono ancora sopportabili. L'alimentazione dell'E.A.T. col tubo catodico partendo dalla tensione di rete a frequenza industriale, per successiva moltiplicazione, è ormai abbandonata per le difficoltà di filtraggio di tale frequenza e per i flussi dispersi del trasformatore di alimentazione, che dovrebbe essere schermato molto pesantemente.

L'ALIMENTATORE A RF.

Sostituendo alla tensione di rete un generatore a RF (per es. a 300 kHz) si ha il vantaggio della facilità di filtraggio ottenibile con piccoli condensatori economici, dell'uso di trasformatori in aria senza ferro o con nucleo di ferro polverizzato, di basso accoppiamento fra primario e secondario, il che semplifica il problema dell'isolamento.

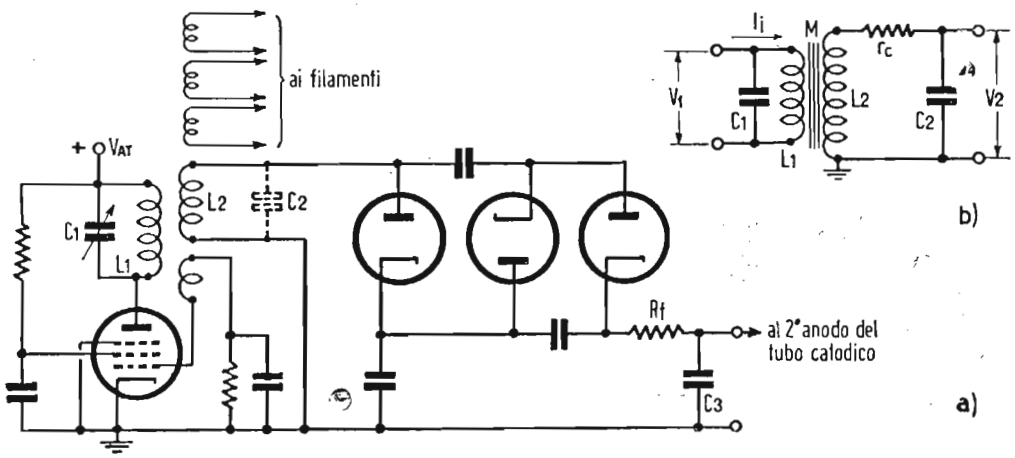


Fig. 10. — Alimentatore a RF. a) circuito fondamentale; b) circuito equivalente del trasformatore.

In fig. 10 è rappresentato un alimentatore a RF costituito da un comune generatore a tubo elettronico, il cui circuito anodico è accordato alla frequenza di lavoro e presenta un coefficiente di risonanza $Q_1 \cong 12$.

La tensione oscillante al primario viene indotta in un circuito secondario strettamente accoppiato, che la eleva. Segue il raddrizzamento dell'oscillazione al secondario per mezzo di un circuito triplicatore di tensione ed il filtraggio con una cellula RfC_3.

La frequenza di lavoro è quella su cui risuona l'induttanza secondaria L_2 in parallelo colla capacità C_2 propria e distribuita del circuito; il primario L_1 è fatto risuonare alla stessa frequenza per mezzo del condensatore variabile C_1.

Si suppone che il Q del primario non caricato sia infinito. Sia rc la resistenza di carico in serie al secondario.

Con procedimento analitico, che per brevità omettiamo, si perviene alla seguente espressione della extra alta tensione continua V_{EAT} in funzione della tensione efficace alternata V_2 e RF al secondario:

$$V_{EAT} = \sqrt{2}\, n\, V_2 = \frac{n\, I_i}{\omega^2 C_1 C_2} \sqrt{\frac{2\, Q_1}{\omega\, L_1\, r_c}} \qquad [14]$$

in cui: n = numero degli stadi di moltiplicazione della tensione; I_i = componente efficace della corrente di ingresso (nel circuito anodico) alla frequenza fondamentale; $1/\omega C_1$ = reattanza della capacità primaria C_1; $1/\omega C_2$ = reattanza della capacità secondaria C_2; ωL_1 = reattanza dell'induttanza primaria L_1; Q_1 = coefficiente di risonanza del primario caricato; r_c = resistenza di carico.

Detta P_u la potenza di uscita si ha alla risonanza:

$$L_1 = \frac{V^2_1}{\omega\, Q_1\, P_u} \qquad [15]$$

la [15] dice che l'induttanza del primario è indipendente da quella del secondario e dalla tensione di uscita.

Per il coefficiente di accoppiamento k si trova:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} = \frac{n}{V_{EAT}} \sqrt{\frac{\omega^2 L_2 P_u}{Q_1}} \qquad [16]$$

ossia k non dipende dall'induttanza del primario.

Infine il coefficiente di risonanza Q_2 del secondario caricato vale:

$$Q_2 = \frac{\omega\, L_2}{r_c} = \frac{V^2_{EAT}}{2n^2\, \omega L_2 P_u} \qquad [17]$$

Poichè generalmente $Q_2 = 75$ è necessario che il Q del secondario non caricato sia molto più alto.

Per questa ragione si fa risuonare il secondario colla capacità distribuita, e anche perchè l'impiego di una reale capacità concentrata richiederebbe l'uso di un condensatore isolato per 10 kV.

Per la determinazione di L_2 si tenga presente che in pratica risulta $fL_2 \cong 8600$, cioè il prodotto della frequenza naturale per l'induttanza del secondario è circa costante. Se il trasformatore ha un nucleo di ferro polverizzato si può ritenere approssimativamente $fL_2 \cong 1{,}7 \cdot 10^4$.

A titolo di orientamento forniamo i dati caratteristici di un alimentatore RF per frequenza 0,2 MHz, capace di fornire 30 kV con un circuito raddrizzatore costituito da tre diodi tipo 1B3GT:

Potenza di uscita	$P_u = 12$ W
Perdita a RF	$P_p = 6$ W
Potenza per il tubo catodico . . .	$P_t = 6$ W
Tensione primaria efficace	$V_{1eff} = 170$ V
Tensione primaria di punta (classe C)	$V_1 = 240$ V
Tensione anodica di alimentazione dell'oscillatore	$V_{AT} \cong 300$ V
Frequenza naturale	$f = 0{,}2$ MHz
Prodotto	$fL_2 \cong 8600$
Tensione continua di uscita . . .	$V_{EAT} = 30$ kV
Numero delle moltiplicazioni . . .	$n = 3$
Q del primario caricato	$Q_1 = 12{,}56$
Induttanza del secondario	$L_2 = 43$ mH
Capacità del secondario	$C_2 = 14{,}7$ pF
Induttanza del primario	$L_1 = 0{,}1525$ mH
Capacità del primario	$C_1 = 4{,}15$ mμF
Coefficiente di accoppiamento . . .	$K = 0{,}03212$
Reattanza del secondario	$\omega L_2 = 54{,}1\ \Omega$
Reattanza del primario	$\omega L_1 = 191{,}7\ \Omega$
Reattanza induttiva mutua . . .	$\omega M = 103{,}3\ \Omega$
Resistenza del carico in c.c. . . .	$R_{eq} = \dfrac{V^2_{EAT}}{P_u} = 75\ M\Omega$
Resistenza in serie equivalente del secondario	$r_c = 701\ \Omega$
Impedenza riportata al primario . .	$Z_r = 15{,}25\ \Omega$
Tensione secondaria efficace . . .	$V_2 = 7{,}07$ kV
Corrente nel primario	$I_1 = 0{,}887$ A
Componente efficace della corrente primaria di ingresso	$I_i = 70{,}6$ mA
Corrente efficace del secondario . .	$I_2 = 0{,}13$ A
Q del secondario caricato	$Q_2 = 77$
Rapporto delle spire secondario/primario	$N_{2,1} = 16{,}8$
Sopraelevazione di tensione . . .	$N = 41{,}6$

Si fa notare che il rapporto della tensione secondaria alla primaria, $N = V_2/V_1 = 41{,}6$ è assai maggiore del rapporto delle spire dei due avvolgimenti, $N_{2,1} = 16{,}8$ a motivo della risonanza in serie del circuito secondario.

Aumentando la frequenza di lavoro diminuiscono le dimensioni del trasformatore, la capacità di accordo del primario e quella distribuita dal secondario. Quest'ultima dipende anche dalla capacità del raddrizzatore, la quale abbassa Q_2 (il diodo 1B3 presenta la capacità di entrata di 3,6 pF). I limiti di frequenza sono imposti inferiormente dalle dimensioni del trasformatore, superiormente dalla capacità distribuita e dalla irradiazione. Il trasformatore assume l'aspetto di un trasformatore di FI; un tubetto isolante di materiale a basse perdite dielettriche porta tutti gli avvolgimenti in filo Litz, a forma di ciambella; il secondario alta tensione è composto di 4 ÷ 6 ciambelle in serie ed è interposto fra il primario anodico e la bobinetta di reazione, perchè in tal modo si minimizzano le variazioni di frequenza al mutare del carico sul secondario. L'accensione dei diodi è ricavata con bobinette risonanti in serie poste alla base dei tubi. Nel caso di un solo diodo l'accensione si ottiene avvolgendo 1 o 2 spire sotto il primario anodico. Si giudica l'accensione confrontando il colore del filamento acceso in continua, con quello dovuto all'accensione a RF.

La capacità di filtro C_2 in fig. 10 è segnata tratteggiata perchè il più delle volte è costituita da quella presentata dai rivestimenti grafitici esterno ed interno del tubo catodico separati dal vetro, che assume funzione di dielettrico. Tale capacità è di circa 100 pF, la cui reattanza è circa di 5300 Ω a $f = 0{,}3$ MHz. Non sarebbe quindi necessaria una resistenza di filtro, ma si impiega ugualmente Rf = 10 V_{EAT} = 0,3 MΩ allo scopo di limitare la corrente di corto circuito. La caduta di tensione provocata dalla Rf con 200 μA di corrente anodica del tubo è solo dello 0,2 % di V_{EAT}. La componente alternata di ronzio è trascurabile; le capacità dei circuiti rettificatori sono di circa 120 pF. E' necessario schermare l'oscillatore RF per evitare interferenze negli stadi RF, FI e VF del ricevitore.

Conviene pure eseguire con cavetto schermato le connessioni al + V_{EAT} e all'accensione dell'oscillatore.

La regolazione dell'alimentatore RF non desta preoccupazioni perchè la resistenza di carico riflessa al primario è molto minore della reattanza induttiva del primario stesso e non modifica apprezzabilmente la corrente circolante. Il tubo oscillatore conviene sia un pentodo con tensione scivolante di schermo, perchè un incremento della tensione di uscita fa aumentare la tensione pilota di griglia e la corrente di schermo, il

che fa diminuire la tensione di schermo, donde un effetto di autoregolazione.

Un mezzo per migliorare la regolazione consiste nel progettare il circuito alla risonanza per un'uscita di 48 W e 60 kV e per un $Q_1 = 3{,}14$. Il primario risulta in tal modo disaccordato finchè si ricava un'uscita di 12 W a 30 kV, le induttanze del primario e del secondario rimangono costanti, mentre il coefficiente di accoppiamento raddoppia. Il metodo non è però molto consigliabile, perchè può facilmente portare al sovraccarico dei componenti a RF.

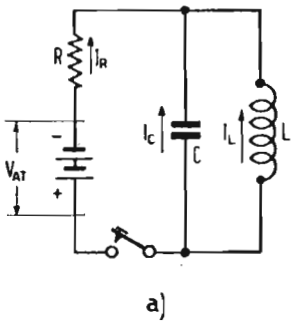
LEZIONE XLVI

L'ALIMENTATORE AD IMPULSI A RF.

L'alimentatore a RF sopra descritto genera delle oscillazioni sinoidali nel circuito accordato primario. E' possibile generare dell'energia RF eccitando in regime impulsivo un circuito LC accordato. Per esempio applicando una tensione a dente di sega alla griglia di un pentodo il cui carico anodico sia costituito dal circuito risonante, si ottiene di far scorrere corrente anodica nel periodo di andata del dente, mentre il tubo risulta interdetto durante gli impulsi di ritorno della tensione pilota. Lo stadio si comporta allora come un interruttore aperto durante i periodi di conduzione del tubo e chiuso durante il tempo di interdizione, inserito in un circuito comprendente una resistenza R equivalente del tubo di uscita, in serie con una batteria di pile di tensione V_{AT} alimentante il circuito parallelo costituito dalla induttanza L e dalla capacità C (come rappresentato in fig. 11-a). La tensione applicata V_i alla griglia del tubo sia quella indicata nella prima linea di fig. 11-b).

Durante l'intervallo di tempo compreso fra i punti A e B, verso la fine del periodo di andata, la tensione di griglia supera il valore V_{go} del potenziale di interdizione, la corrente anodica I_a aumenta linearmente fino al valore I_m; il tubo essendo conduttivo presenta una resistenza R interna abbastanza piccola per eliminare eventuali oscillazioni smorzate residue del ciclo precedente. La corrente I_L nell'induttanza è allora uguale e di senso opposto alla I_R; la tensione ai capi della bobina vale $V_L = L\, dI_L/dt$ quindi assume costantemente il valore $-V_1$ per tutto l'intervallo AB, durante il quale la corrente I_C nel condensatore è nulla. La tensione V_R ai capi di R in AB vale $V_{AT} - V_1$. In A la I_R è nulla, perciò R deve essere uguale a ∞; in B la $I_R = I_m$, quindi $R = (V_{AT} - V_1)/I_m$. Successivamen-

te nell'intervallo BC il tubo è interdetto $I_R = 0$, l'effetto di smorzamento della R viene meno, perciò il circuito LC diviene sede di un'oscillazione smorzata, che viene applicata al cir-



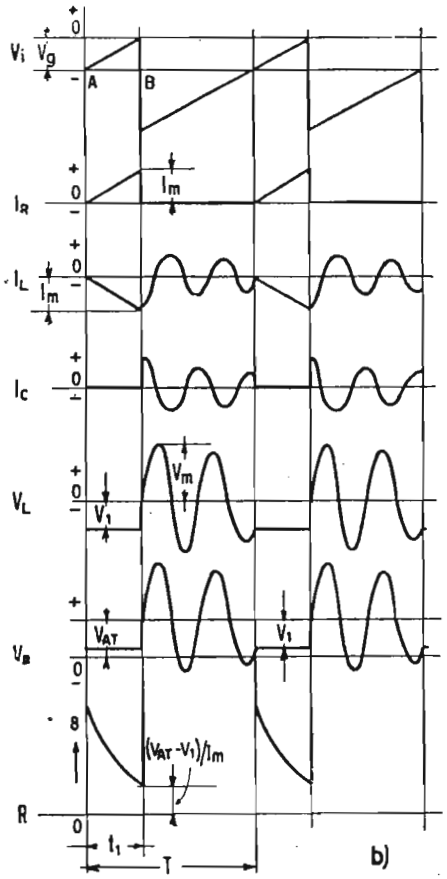


Fig. 11. — Alimentatore ad impulsi RF. a) circuito equivalente (le frecce indicano le direzioni delle correnti positive); b) forma d'onda delle tensioni e correnti.

cuito rettificatore in luogo della tensione RF del paragrafo precedente.

L'energia immagazzinata viene dissipata nel tubo all'inizio del ciclo successivo.

Si ponga: fp = frequenza degli impulsi piloti;
$p = t_1/T$ = durata relativa dell'impulso;
fn = frequenza naturale di oscillazioni del circuito LC;
Vm = ampiezza massima della tensione oscillante ai capi di L;
Pi = potenza di ingresso;
$m = V_{AT}/V_1$ = costante;
$a = fnL$ = costante;

le grandezze incognite V_1, L, Im e C si calcolano con le seguenti relazioni:

$$V_1 = \frac{12{,}56\, a\, Pi}{m\, p\, Vm} \qquad [18]$$

$$L = \frac{78{,}8\, a^2\, Pi}{m\, fp\, V^2m} \qquad [19]$$

$$Im = \frac{Vm}{6{,}28\ a} \qquad [20]$$

$$fn = \frac{m\, fp\, V^2m}{78{,}8\, a\, Pi} \qquad [21]$$

$$C = \frac{2\, P_1}{m\, fp\, V^2m} \qquad [22]$$

Es. - Siano $fp = 15.625$ Hz; $p = 0{,}4$; $Vm = 10$ kV; $a = 8600$; $Pi = 15$ W; $m = 1{,}25$.

Le relazioni da [18] a [22] forniscono:

$$V_1 = \frac{12{,}56\ .\ 8600\ .\ 15}{1{,}25\ .\ 0{,}4\ .\ 10^4} = 324 \text{ volt}$$

$$L = \frac{78{,}8\ .\ 7{,}4\ .\ 10^7\ .\ 15}{1{,}25\ .\ 1{,}5625\ .\ 10^4\ .\ 10^8} = 44{,}7 \text{ mH}$$

$$Im = \frac{10^4}{6{,}28\ .\ 8600} = 185 \text{ mA}$$

$$fn = \frac{1{,}25\ .\ 1{,}5625\ .\ 10^4\ .\ 10^8}{78{,}8\ .\ 8{,}6\ .\ 10^3\ .\ 15} = 0{,}1925 \text{ MHz}$$

$$C = \frac{2{,}15}{1{,}25 \,.\, 1{,}5625 \,.\, 10^4 \,.\, 10^8} = 15{,}4 \text{ pF}$$

La tensione di punta di 10 kV alla placca del tubo finale è esagerata; conviene costruire l'induttanza L come un autotrasformatore. Si perviene così al circuito di fig. 12 in cui la tensione di punta all'anodo è ridotta nel rapporto N del numero di spire totale al numero di spire alla presa collegata alla placca; $V'_1 = V_1/N$; $I'm = NIm$. Assumendo che la punta massima di tensione anodica ammissibile sia di 6 kV per l'esempio precedente si ha:

$$N = \frac{10^4}{6 \,.\, 10^3} = 1{,}667; \; V'_1 = 194{,}5 \text{ V}; \; I'm = 308 \text{ mA}$$

Praticamente l'intera potenza di entrata $Pi = 15$ W viene dissipata sulla placca del tubo di uscita. L'effetto del carico costituito dal rettificatore è quello di diminuire Vm al valore V_1cc della tensione ai capi del 1° condensatore C_1 di filtro.

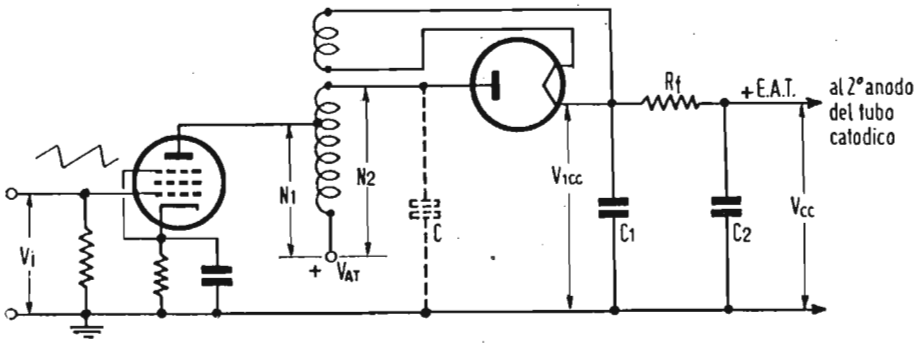


Fig. 12. — Alimentatore ad impulsi RF con rettificatore semionda.

Se il raddrizzatore è anche moltiplicatore, un'analoga diminuzione di tensione si verifica su entrambe le punte positiva e negativa, mentre se il raddrizzatore è semplice come in fig. 12 viene tagliata solo la semionda positiva.

Generalmente si assume la frequenza $fp = 15.625$ Hz uguale cioè a quella di riga, per i seguenti motivi:

1) Il ronzio alternato è facilmente eliminabile con capacità di filtro di 500 pF.
2) L'interferenza eventualmente verificantesi non disturba, perchè è sincronizzata con la frequenza orizzontale.
3) La tensione pilota a dente di sega può essere ricavata dai

circuiti di deviazione orizzontale del ricevitore.

4) Se viene meno la corrente deviatrice di riga, è facile fare in modo che manchi anche l'E.A.T. per il 2° anodo del tubo catodico, che resta così protetto.

L'ALIMENTATORE E.A.T. CON RETTIFICATORE SEMIONDA, SFRUTTANTE IL RITORNO DEL DENTE DI SEGA

Per la trattazione di questo tipo di alimentatore rimandiamo alla lezione XXVII della dispensa 16. E' tuttavia utile aggiungere alcune considerazioni. Consideriamo il circuito equivalente di fig. 13 in cui L_o rappresenta la bobina di deviazione orizzontale.

La tensione V_L agli estremi di L raggiunge la massima punta positiva:

$$V_{L\max} \cong \frac{\pi L I'_p}{2 T_r} \cong \frac{1{,}63\, L I'_p}{T_r}$$

essendo I'_p il valore punta a punta della corrente deviatrice, e T_r il tempo di ritorno della stessa corrente (v. equazione [33] della deviazione magnetica).

Durante il ritorno il diodo smorzante non è conduttivo, quindi valgono per il circuito di fig. 13 le considerazioni svolte sopra per l'alimentatore ad impulsi a RF.

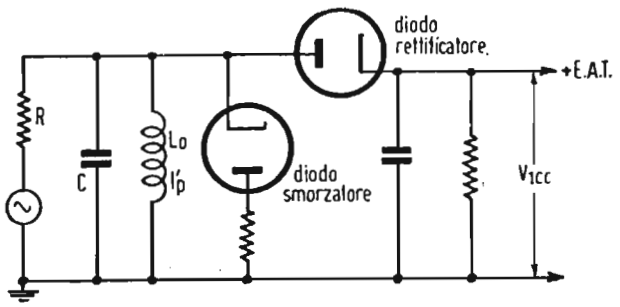


Fig. 13. — Circuito equivalente dell'alimentatore con rettificatore della semionda di ritorno orizzontale.

Il rapporto V_1cc/Vm che dà la curva di regolazione, è fornito dalla:

$$V_1cc/Vm = \sqrt{1 + \left(\frac{4\, Vm\, Ia}{fp\, Lo\, Ip''}\right)^2} - \frac{4\, Vm\, Ia}{fp\, L\, Ip''} \qquad [23]$$

Comunemente il diodo E.A.T. è collegato ad un avvolgimento supplementare che, in serie col primario, eleva autotrasformatoricamente la tensione di ritorno al valore necessario per l'E.A.T. Per la potenza $Vm\ Ia = 3W$ richiesta per l'alimentazione anodica di un tubo a visione diretta (Ia = corrente 2° anodo), e per le costanti circuitali normalmente adottate nello stadio finale di deviazione magnetica orizzontale, la [23] dice che la tensione anodica cadrebbe al 72 % del suo valore massimo quandi si passi dal nero al bianco. In pratica la caduta si limita al 18 % (cioè la minima tensione è l'82 % del massimo) perchè le induttanze distribuite aumentano il valore effettivo di L. Per migliorare le condizioni di lavoro dell'alimentatore conviene fare alta l'induttanza L, compatibilmente colla durata del ritorno che, come si è detto altrove, è determinata da $\pi \sqrt{LC}$. In pratica la caduta del 18 % dell'E.A.T. provoca un aumento di circa il 10 % dell'altezza del quadro, mentre la larghezza risente meno della variazione dell'E.A.T. perchè il carico dell'alimentatore abbassa l'amplificazione dello stadio finale orizzontale e quindi la corrente di deviazione di riga, come mette in evidenza la fig. 14. Poichè la tensione media ai capi di L deve essere nulla, anche la corrente punta a punta Ip' subisce una diminuzione.

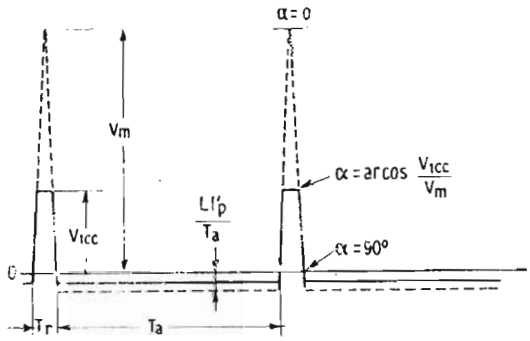


Fig. 14. — Tensione V_L alla bobina L_o di deviazione orizzontale.

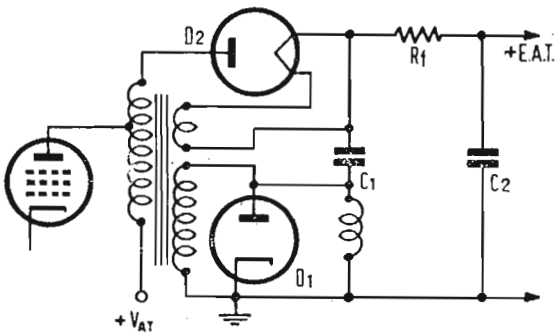


Fig. 15. — Alimentatore E.A.T. ricavato dallo stadio finale orizzontale.

Negli alimentatori E.A.T. dello stadio finale di riga si sfrutta il forte impulso negativo che appare agli estremi del secondario del T.U.O. durante il periodo di ritorno. Se il condensatore C_1 di ingresso del filtro è connesso come in fig. 15 all'estremo superiore del secondario, le tensioni primaria e secondaria si trovano in serie e C_1 riceve una carica equivalente al doppio del guizzo di ritorno, quando non vi è carico sullo

alimentatore. La tensione dal catodo del diodo D_2 a massa non è puramente continua, ma gli impulsi di ritorno sono facilmente eliminabili col filtro C_1, Rf, C_2. La resistenza di filtro Rf si trova praticamente in parallelo con la bobina deviatrice Lo, ma essendo di valore ohmico molto alto (il che è richiesto dalle esigenze di filtraggio e di protezione contro al corto circuito dell'alimentatore) ha effetto trascurabile sul comportamento del circuito deviatore. La componente alternata a 15625 Hz può anche non essere completamente eliminata, senza danno, perchè il ronzio conseguente è sincronizzato coll'escursione orizzontale di frequenza. A motivo dell'alta frequenza in gioco il nucleo del T.U.O. deve essere di ferro polverizzato.

L'ALIMENTATORE MOLTIPLICATORE DI TENSIONE DI RITORNO.

Per l'applicazione del principio di moltiplicazione al caso dell'alimentatore E.A.T. sfruttante il guizzo di ritorno orizzontale, sono necessarie alcune varianti circuitali dato che la tensione di ingresso al raddrizzatore è costituita da brevi impulsi positivi, anzichè da un'onda sinoidale come d'uso.

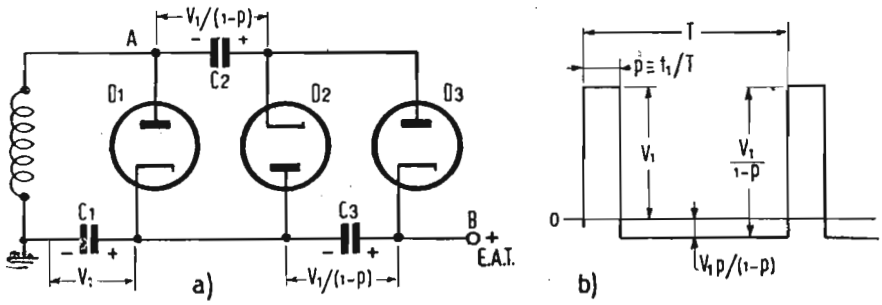


Fig. 16. — Triplicatore di tensione ad impulsi rettangolari. a) circuito; b) segnale applicato.

Si consideri il triplicatore di fig. 16-a), in cui sia applicato fra massa ed il punto A un segnale a guizzi rettangolari positivi come in fig. 16-b). Supponendo nulle le resistenze dei diodi in conduzione e l'impedenza del generatore, il condensatore C_1 si carica alla tensione V_1 di punta applicata. Il diodo D_2 è conduttivo negl'intervalli di tempo fra due impulsi consecutivi. In condizione di regime permanente la somma delle tensioni applicate a C_2 vale:

$$V_1 + \frac{V_1 p}{1-p} = \frac{V_1}{1-p} \qquad [24]$$

Analogamente la tensione che in regime permanente carica C_3, vale ancora $V_1/1-p$. Allora la tensione continua di uscita del raddrizzatore fra massa e il punto B è la somma delle tensioni agli estremi di C_1 e di C_3 ossia:

$$Vc = V_1 + \frac{V_1}{1-p} = \frac{V_1(2-p)}{1-p} \qquad [25]$$

La [25] dice che se $p = 0$, $Vc = 2\ V_1$, ossia la moltiplicazione ottenuta è una duplicazione, anzichè una triplicazione. In pratica $p = 0{,}1$, il che fornisce $Vc = 2{,}11\ V_1$.

Per ottenere un'effettiva triplicazione occorrono 5 stadi a diodo. Poichè il diodo D_2 non dà praticamente alcun apporto

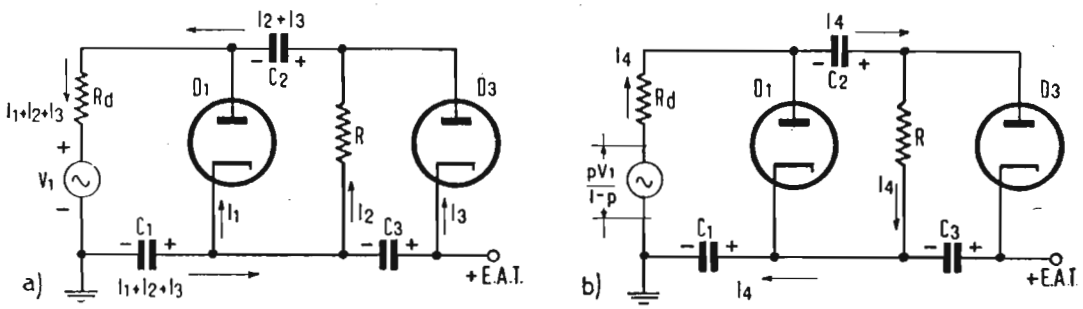


Fig. 17. — Duplicatore di tensione. a) durante gli impulsi; b) durante gli intervalli tra gli impulsi.

alla tensione raddrizzata totale, si può sopprimerlo senza alterare il funzionamento pervenendo alla fig. 17 dove in a) è rappresentato il duplicatore con gli impulsi applicati all'ingresso, mentre in b) è indicato il circuito durante gli intervalli fra gli impulsi, quando il carico e le capacità siano infiniti. Dette I_1, I_2, I_3 le correnti in D_1, R, D_3 quando sono applicati gli impulsi, I_4 la corrente in circuito negli intervalli fra gli impulsi (D_1 e D_3 non funzionanti), Vc_1, Vc_2, Vc_3 le tensioni ai capi dei condensatori, si trova:

$$I_1 = I_3 = 0;\ I_2 = \frac{V_1}{R + Rd};\ I_4 \frac{p V_1}{(1-p)(R + Rd)}$$

$$V_{C_1} = V_{C_2} = V_{C_3} = \frac{V_1 R}{R + R_d};$$

perciò la tensione totale V_C di uscita vale:

$$V_C = V_{C_1} + V_{C_3} = \frac{2 V_1 R}{R + R_d} \qquad [26]$$

Dividendo la [26] per R, si vede che per $R = \infty$, $V_C = 2 V_1$, ossia il circuito si comporta come un duplicatore, con una leggera diminuzione di tensione raddrizzata rispetto al caso dei tre diodi. R si fa molto maggiore di R_d. Poichè la corrente del carico deve ritornare attraverso R e R_d, se R fosse grandissimo si avrebbe una modesta regolazione. Normalmente si pone $R = 1$ MΩ.

LA REGOLAZIONE AUTOMATICA DELLA TENSIONE.

E' noto l'uso dei tubi stabilizzatori di tensione che mantengono la tensione continua costante al variare della corrente entro ampi limiti. In fig. 18 è schematizzato un regolatore automatico elettronico in cui un tubo funzionante da resistenza variabile è disposto in serie col + V_{AT} dell'alimentatore. Si supponga che per la corrente di carico di 10 mA la tensione di uscita al punto B sia $V_B = 300$ V, mentre l'alimentatore (non rappresentato in fig. 18) fornisce all'ingresso del regolatore nel punto A: $V_A = 400$ V. In queste condizioni sia inoltre: $V_{aT_1} = 100$ V; $V_{gT_1} = 10$ V; $V_C = 98$ V; $V_{gT_2} = -2$ V; $V_E = 100$ V; $V_D = 290$ V; $V_{aT_2} = 190$ V. Quando la corrente nel carico aumenta a 100 mA, la tensione V_B diminuisce; la polarizzazione e la tensione di placca del tubo T_2 amplificatore a c.c. aumentano; conseguentemente diminuisce la polarizzazione del tubo T_1 che presenta una resistenza interna minore, perciò diminuisce la caduta di tensione ai capi di T_1 compensando la diminuzione di potenziale al punto B, provocata inizialmente dall'aumento della corrente di carico. Quando questa ha raggiunto i 100 mA, le tensioni in gioco sono le seguenti: $V_A = 400$ V; $V_B = 297$ V; $V_C = 97$ V; $V_D = 297$ V; $V_E = 100$ V; $V_{gT_2} = -3$ V; $V_{aT_2} = 197$ V; $V_{gT_1} = 0$ V; $V_{aT_1} = 193$ V.

R_1 è la resistenza di carico anodico dell'amplificatore c.c. Il potenziometro R_3 serve a regolare la polarizzazione di T_2 in modo che esso lavori in classe A. Il catodo di T_2 è mantenuto costantemente al potenziale di 100 V rispetto alla massa, per mezzo di uno stabilizzatore di tensione la cui corrente è limitata dalla resistenza R_2.

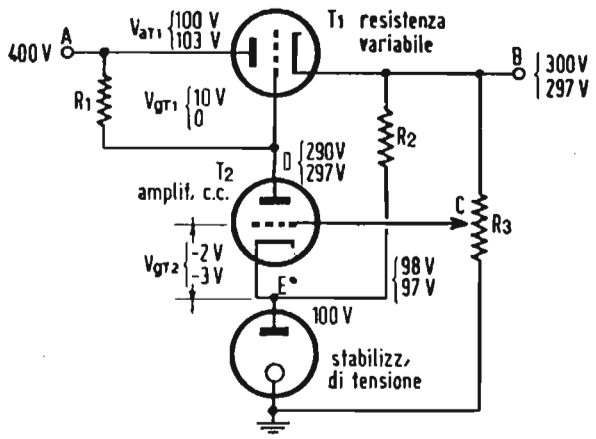


Fig. 18. — Alimentatore stabilizzato a tubo elettronico con resistenza variabile.

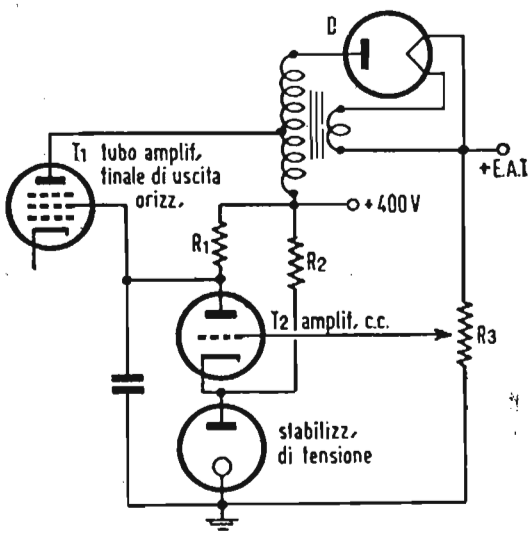


Fig. 19. — Alimentatore autoregolato per controllo della tensione di schermo $\mathbf{T_1}$.

Il sistema con tubo a resistenza variabile non è usato per la stabilizzazione dell'E.A.T. a motivo dell'alto valore della tensione da regolare. Controllando con un tubo amplificatore c.c. la tensione di schermo del tubo finale orizzontale (pentodo o tetrodo a fascio), anzichè la griglia del tubo a resistenza variabile, si perviene allo schema di fig. 19, in cui ad una diminuzione della tensione anodica corrisponde un incremento della tensione di schermo del tubo T_1.

Il metodo di regolazione per variazione della tensione di polarizzazione di griglia del tubo finale orizzontale mediante una tensione ricavata per raddrizzamento operato da un diodo, della tensione secondaria, non è consigliabile per gli alimentatori che sfruttano il ritorno del dente di sega, perchè agisce dannosamente sulla linearità orizzontale.

RICEVITORI SENZA TRASFORMATORE DI ALIMENTAZIONE.

I cosidetti ricevitori di tipo asincrono sono sprovvisti di trasformatore di alimentazione. L'asincronicità consiste nel

fatto che l'apparecchio è indipendente dalla frequenza della rete di alimentazione c.a. che, ad onta di molti accorgimenti adottati, negli apparecchi con T.A., si propaga fino al tubo catodico, producendo delle bande nere scorrenti sul quadro. I ricevitori senza T.A. risultano economici, ma essendo connessi direttamente alla rete, richiedono che quest'ultima sia di almeno 220 V c.a., con la quale si possono ottenere circa 180 V c.c., all'uscita del raddrizzatore. Questa modesta tensione continua di alimentazione risulta appena sufficiente per il funzionamento dei circuiti non alimentati colla tensione incrementata, ma non è possibile scendere sotto di essa.

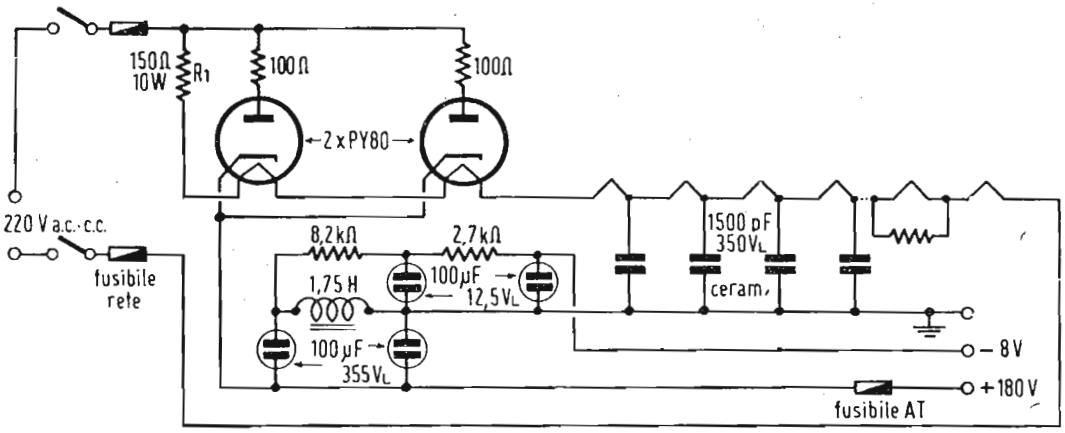


Fig. 20. — Alimentatore per ricevitore senza trasformatore di alimentazione.

Uno schema di alimentatore senza trasformatore è rappresentato in fig. 20. Il raddrizzatore è costituito da 2 diodi PY80 in parallelo, che possono fornire una c.c. di 275 mA con circa 185 V c.c. alle armature del 1° elettrolitico (100 μF; 355 V_L).

La caduta di tensione V_L ai capi dell'induttanza di filtro (1,75 H; 31 Ω; 0,3 A) è di 8 V perciò la tensione continua disponibile per l'alimentazione anodica è di circa 130 V. La V_L successivamente filtrata con cellule a resistenza e capacità viene sfruttata per polarizzazione attraverso il controllo di contrasto gli stadi RF e FI del ricevitore; essa serve anche per fornire una polarizzazione fissa alle griglie di altri stadi, per es. della bassa frequenza audio. I resistori 100 Ω, 10 W in serie con le placche dei diodi hanno scopo protettivo; il loro valore è stato scelto in modo da permettere l'uso di una rete a c.c. 220 V, oltre che alternata, senza lamentare variazioni di tensione raddrizzata. Nel caso di rete solo 220 V c.a. i due resistori in oggetto possono essere ridotti a soli 40 Ω. L'accensione

dei tubi è ottenuta disponendo tutti i filamenti compreso quello del tubo catodico in serie tra loro e connettendo la catena alla rete 220 V attraverso il resistore R_1 (150 Ω, 0,3 A), il quale deve avere un forte coefficiente negativo di temperatura. Infatti è necessario che esso presenti un alto valore ohmico all'atto dell'accensione dell'apparecchio, quando i filamenti sono freddi e la corrente richiamata è alta, mentre a riscaldamento avvenuto, per l'accresciuta resistenza dei filamenti, la corrente di accensione diminuisce, è necessario che R_1 abbia un valore ridotto per non abbassare la tensione di accensione dei singoli tubi. Questa funzione è normalmente assolta da un termistore, che per il caso di fig. 20 deve presentare un valore ohmico di 150 Ω dopo che sia trascorso il periodo di accensione e si sia raggiunto il regime termico ed elettrico. I condensatori disposti fra massa e i singoli filamenti dei tubi RF, FI e VF, provvedono ad eliminare dannosi accoppiamenti fra gli stadi. E' opportuno che tutti i tubi elettronici assorbano la stessa corrente di accensione. Diversamente si deve disporre in parallelo al filamento di ogni tubo una resistenza di valore tale che la corrente nell'arco doppio risultante eguagli la massima corrente di accensione presentata dal tubo, che ha il maggior consumo. Difficilmente la somma delle tensioni di filamento di tutti i tubi eguaglia 220 V; in generale essa è minore, è quindi necessario completare la catena con un resistore ai capi del quale si localizzi a regime la d.d.p. mancante alla catena dei filamenti per raggiungere il valore della tensione di rete. Il termistore R_1 provvede pure a questa funzione.

I vantaggi presentati da un apparecchio senza T.A. sono:

1) Riduzione del peso e delle dimensioni.
2) Basso costo. - L'economia realizzabile è notevole date le particolari esigenze cui deve sottostare un T.A. di televisione, esigenze che ne rendono assai costosa la costruzione.
3) Uso di rettificatore al selenio. - Essendo questi raddrizzatori sprovvisti di filamento, vengono meno i circuiti di accensione, la loro durata è praticamente illimitata. Essi devono però essere impiegati con basse tensioni affinchè il picco dato dal prodotto 2 . 1,41 . Veff (Veff = tensione effcace di rete) non superi quello ammissibile che è assai basso.
4) Assenza di campi magnetici disturbanti alla frequenza di rete e dovuti alla corrente continua nel secondario AT.
5) Minor consumo di potenza. - Un T.A. ha un rendimento non

superiore all'80 %. Ciò significa che in un ricevitore con T.A assorbente 250 W, ben 50 W sono dissipati nel T.A. sotto forma di calore; in assenza di T.A. il consumo del ricevitore si riduce a 200 W coll'ulteriore vantaggio del non riscaldamento.

Per contro l'abolizione del T.A. presenta i seguenti svantaggi:

1) Pericolo di fulminazione. - Il telaio del ricevitore è collegato con un filo della linea di alimentazione, che a sua volta ha un capo connesso a terra. Vi è quindi il 50 % di probabilità che l'intera tensione di dete esista fra la terra e la massa del telaio. E' quindi obbligatorio provvedere che tutte le parti metalliche del ricevitore non siano accessibili all'utente e che un sistema di protezione sconnetta la presa di corrente quando si toglie il pannello di chiusura del mobile.

   Se un condensatore di accoppiamento fra il ricevitore e la linea di discesa dell'antenna va in corto circuito, con che un estremo dell'antenna va a massa, tutta la tensione di rete risulta applicata alla linea e all'antenna, con pericolo di incendio e di fulminazione. Non è pensabile in un televisore collegare elettricamente tutti i punti di potenziale zero con un conduttore isolato dalla massa del telaio ed a questo connesso attraverso ad una capacità, perchè a motivo delle altissime frequenze in gioco i punti da collegare a massa con condensatori sarebbero moltissimi, per cui la capacità totale risultante verso massa sarebbe così grande da ripresentare il pericolo di subire la scossa.

2) Alte tensioni tra filamento e catodo. - Essendo i filamenti tutti in serie connessi alla rete, se i catodi sono mantenuti a potenziali di pochi volt rispetto alla massa, alcuni filamenti verso l'estremo della catena presenteranno una d.d.p. rispetto al catodo prossima alla tensione di rete. Ciò comporta ronzio dovuto alla capacità fra catodo e filamento e all'emissione del filamento, nonchè la facilità di scarica fra i due elementi di accensione ed emissione. Si può ovviare a questo inconveniente adottando un piccolo trasformatore di accensione che permetta di collegare in parallelo tutti i filamenti.

3) Grandi capacità di filtro. - Il ronzio di alternata in un ricevitore senza T.A. è alla frequenza di rete (50 Hz), quindi più difficilmente eliminabile che in un ricevitore con T.A. in cui

il ronzio ha frequenza doppia (100 Hz) di quella di rete. Inoltre la tensione di uscita del moltiplicatore di tensione diminuisce rapidamente all'aumentare della corrente di carico. E' quindi necessario usare grossi condensatori di filtro, che svolgano azione di volano e di serbatoio.

4) Limitazione della tensione + V_{AT} ottenibile. - Un triplicatore di tensione in cascata senza trasformatore connesso ad una rete 220 V c.c. fornisce a vuoto 3 . 1,41 . 220 = 910 volt, ma a carico la tensione è molto minore dipendentemente dalla resistenza dei raddrizzatori, dalle capacità di filtro e dalla corrente di carico. E' quindi necessario aumentare la moltiplicazione, perciò si perviene ad uno stato di cose in cui non vi è più convenienza ad abolire il trasformatore, avendosi raggiunto un costo pari a quello di un raddrizzatore di entrambe le semionde.

ALTRI TIPI DI ALIMENTATORI.

Quando come in Italia è richiesto che il televisore debba funzionare con tensioni di rete c.a. molto diverse (110 - 125 - 145 - 160 - 220 - 280 volt) è necessario l'uso di almeno un autotrasformatore di alimentazione. In tal caso si può elevare la tensione all'anodo del diodo, o dei diodi, al valore desiderato; il raddrizzamento può essere solo semionda.

Si può approfittare dell'autotrasformatore per collegare i filamenti alla presa più bassa (110 volt) allo scopo di diminuire il ronzio ed il pericolo di scariche nei tubi. Se il numero dei tubi è grande, per cui la somma delle tensioni di accensione supera 110 volt conviene suddividere la catena dei filamenti in due rami connessi alla presa 110 volt, ciascuno attraverso ad un resistore tale da raggiungere questa tensione.

In certi casi l'alimentatore M.T. consta di due raddrizzatori separati facenti capo allo stesso T.A. Il primo serve per la alimentazione anodica del gruppo RF, FI, VF e suono; il secondo per il gruppo di sintesi. Ciascun alimentatore parziale è provvisto di propri filtri ad impedenza e capacità, di fusibili sull'uscita AT ecc.

Particolari cure vanno rivolte al filtraggio delle basse tensioni continue di polarizzazione che servono per la regolazione del contrasto, della luminosità, del fuoco, del centraggio ecc.

Per i ricevitori destinati a funzionare con reti in c.c. la soluzione migliore è l'adozione di un convertitore rotante. Di-

versamente si alimentano gli stadi a bassa tensione anodica con quella disponibile, compensando con l'aggiunta di qualche stadio di amplificazione la diminuita transconduttanza dei tubi in seguito alla bassa tensione anodica, quando la rete è inferiore a 220 volt c.c. Per gli stadi richiedenti alte tensioni anodiche è consigliabile l'uso di alimentatori RF, o ad impulsi RF, o utilizzanti il guizzo di ritorno dei denti di sega. Lo stadio finale orizzontale richiede oltre che alte tensioni, anche grande potenza (dell'ordine di 25 W) per cui non si possono usare alimentatori dei tipi ora ricordati. Si gira la difficoltà usando tubi a bassa tensione e a forte corrente (eventualmente disponendo diversi tubi in parallelo), inserendo la bobina deviatrice direttamente nel circuito anodico, senza l'intermediario T.U.O.

E' facile immaginare diverse altre combinazioni di alimentatori a seconda delle condizioni imposte da ogni singolo tipo di ricevitore e delle esigenze della sua prestazione.

Autorizzazione del Tribunale di Milano 16 - 1 - 61 - N. 5502 del Registro
Direttore responsabile ALFONSO GIOVENE - Proprietà della Editrice Il Rostro
Distribuzione in abbonamento postale - Gruppo II
Distribuzione STE - Milano

CORSO
TEORICO - PRATICO DI
TELEVISIONE

DISPENSA

N. 28

SOMMARIO

LEZIONE XLVII:

La sezione di accordo a radiofrequenza (RF) — Generalità — Il preselettore.

LEZIONE XLVIII:

L'oscillatore locale — Il convertitore — Limitazioni imposte dalle altissime frequenze — Immagini fantasmi e figure d'interferenza.

TUTTI I DIRITTI RISERVATI ALLA
EDITRICE IL ROSTRO - MILANO

TIPOGRAFIA EDIZIONI TECNICHE - MILANO - VIA BALDO DEGLI UBALDI, 6

LEZIONE XLVII

LA SEZIONE DI ACCORDO A RADIO FREQUENZA (RF). GENERALITA'

L'amplificatore RF, l'oscillatore locale e lo stadio convertitore in un ricevitore supereterodina costituiscono la sezione di accordo a radio frequenza. Tale sezione, detta « front end » ossia « terminazione frontale di entrata » ha la funzione di accordare il ricevitore sul canale desiderato. Il circuito supereterodina si è definitivamente imposto anche per i televisori italiani per i vantaggi che offre quando si tratta di ricevere un certo numero di stazioni.

Il ricevitore ad amplificazione diretta poteva trovare qualche applicazione nei primi tempi della televisione laddove esisteva un solo trasmettitore, come ad es. in Francia in cui esisteva la sola emittente della Torre Eiffel. Ricordiamo che il campo europeo di frequenze riservato alla televisione consta di dieci canali di 7 MHz ciascuno suddivisi in due bande, una bassa e una alta:

bonda bassa europea (I)

I	canale	40 ÷ 47	MHz
II	canale	47 ÷ 54	MHz
III	canale	54 ÷ 61	MHz
IV	canale	61 ÷ 68	MHz

banda alta europea (III)

V	canale	174 ÷ 181	MHz
VI	canale	181 ÷ 188	MHz
VII	canale	188 ÷ 195	MHz
VIII	canale	195 ÷ 202	MHz
IX	canale	202 ÷ 209	MHz
X	canale	209 ÷ 216	MHz

I canali italiani sono in numero di otto, tre nella banda bassa e cinque nella banda alta. Dei canali italiani solo quattro (uno nella banda bassa e tre nella banda alta) coincidono coi canali europei, gli altri non sono standard.

Precisamente i canali sono così suddivisi:

bassa banda italiana (I)		*banda alta italiana* (III)	
A	canale 52,5 ÷ 59,5 MHz	D	canale 174 ÷ 181 MHz
B	canale 61 ÷ 68 MHz	E	canale 181 ÷ 188 MHz
C	canale 81 ÷ 88 MHz	F	canale 191 ÷ 198 MHz
		G	canale 200 ÷ 207 MHz
		H	canale 209 ÷ 216 MHz

Come si vede il canale C è totalmente al di fuori dalla banda bassa europea e si avvicina alla banda riservata alla MF (88 ÷ 102 MHz); i canali F e G sono pure spostati nella banda alta; i canali B, D, E e H coincidono rispettivamente coi canali IV, V, VI e X delle bande standard europee.

Il I canale europeo (40 ÷ 47 MHz) in Italia è stato riservato alla FI dei ricevitori televisivi. Gli spostamenti dei canali italiani rispetto a quelli europei sono dovuti a necessità di non interferire con altri servizi preesistenti militari e civili.

Considerando che ben cinque su otto canali italiani giacciono nel campo di frequenze 174 ÷ 216 MHz, l'impiego del circuito supereterodina si impone, perchè permette di operare l'amplificazione sulla frequenza intermedia che generalmente è compresa fra i 18 e 23,5 MHz, o nel I canale basso europeo, ossia fra 40 e 47 MHz. L'amplificazione di uno stadio FI è molto maggiore che a RF, perciò è possibile ridurre il numero degli stadi necessari per ottenere una data amplificazione a tutto vantaggio della semplicità e del costo dei ricevitori.

La selezione dei canali è generalmente ottenuta nei gruppi a RF mediante commutatore rotante a scatti (a tamburo o a sezioni coassiali) o a pulsanti, che commutano i circuiti a RF. Non mancano esempi di selettori a sintonia variabile con continuità, nei quali la variazione continua è ottenuta con induttanza variabile (un cursore scorre sopra una bobina escludendo un certo numero di spire; mantenendo costanti le spire e spostando un nucleo ferromagnetico che modifica la permeabilità del circuito), o con condensatore variabile in aria.

IL PRESELETTORE.

Tutti i circuiti accordati alla frequenza del segnale da ricevere sono contenuti nel preselettore.

Vi sono due classi di stadi in ingresso del ricevitore: alla prima classe appartengono gli stadi nei quali la linea di trasmissione (discesa di antenna) termina in una resistenza, alla

seconda classe appartengono gli stadi nei quali la linea di trasmissione termina in una bobina d'aereo che è parte di un circuito accordato. La terminazione resistiva presenta il vantaggio dell'aperiodicità e della semplicità. L'ingresso con bobina di aereo provvede già una selezione dei segnali all'entrata, elimina la frequenza immagine e le interferenze, inoltre permette l'uso di un trasformatore in salita, che eleva l'intensità del segnale applicato ai morsetti di antenna.

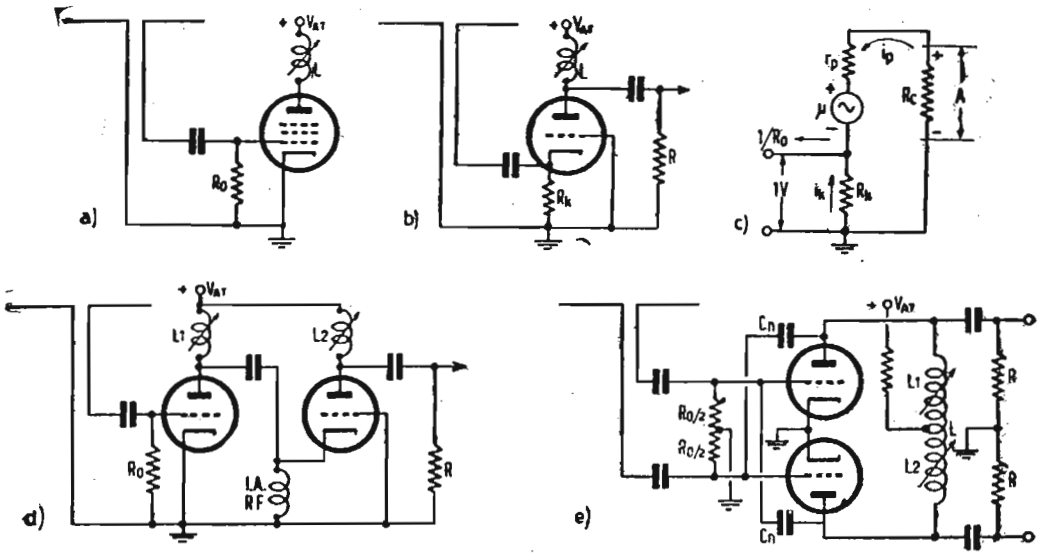
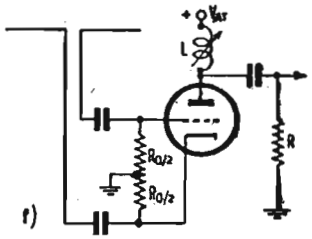


Fig. 21. — Circuiti di ingresso RF a resistenza. a) amplificatore con catodo a massa; b) amplificatore con griglia a massa; c) circuito equivalente di b); d) circuito « cascode », amplificatore con griglia a massa pilotato da un amplificatore con catodo a massa; e) amplificatore in controfase bilanciato con catodi a massa; f) amplificatore monovalvolare in controfase.



In fig. 21 sono rappresentati vari tipi di circuiti di ingresso resistivo. I terminali non a massa della linea di trasmissione sono connessi al tubo amplificatore mediante un condensatore, per evitare che l'antenna possa alterare la polarizzazione dello stadio. In tutti i circuiti di fig. 21 la sintonia è ottenuta con un'induttanza *L* variabile nel circuito anodico del tubo amplificatore. La capacità *C* di accordo è generalmente costituita dalla sola capacità distribuita del circuito anodico; in altre parole: l'induttanza *L* si accorda colla capacità distribuita per costituire un circuito risonante alla frequenza *fi* dell'onda in arrivo sull'aereo.

La resistenza di smorzamento per un amplificatore RF a pentodo con un solo circuito accordato si calcola con la seguente formula:

$$R = \frac{1}{2 \pi C B} \qquad [27]$$

dove: C = capacità di accordo; B = larghezza di banda = frequenza massima di modulazione.

Se si può ritenere che C e B siano costanti e indipendenti dalla frequenza di sintonia, R risulta pure costante (solo approssimativamente, perchè la resistenza di entrata del tubo successivo è variabile colla frequenza), il che premette di semplificare le commutazioni sul gruppo a radio frequenza.

Poichè:

$$C = \frac{1}{4 \pi^2 fi^2 L} \qquad [28]$$

la [27] fornisce:

$$R = \frac{2 \pi fi^2 L}{B} \qquad [29]$$

La [29] dice che se l'accordo è ottenuto con induttanza L fissa in parallelo alla capacità variabile, assumendo che la larghezza di banda B sia mantenuta costante, la resistenza di smorzamento deve essere proporzionale al quadrato della frequenza di risonanza. D'altra parte, essendo il guadagno A di uno stadio inversamente proporzionale alla capacità secondo l'espressione:

$$A = \frac{Gm}{2 \pi C B} \qquad [30]$$

(Gm = mutua conduttanza del tubo amplificatore) detto guadagno risulta variabile al variare di C e sempre minore di quello che si avrebbe con la sintonia a induttanza variabile a parità di tutte le altre condizioni. Nel caso quindi di circuito di ingresso resistivo aperiodico è da preferisrsi la sintonia a L variabile.

Le variazioni di induttanza possono essere ottenute commutando diverse bobine nel circuito accordato (una bobina per ciascun canale), oppure ottenendo una variazione continua di un'unica bobina per mezzo di un contatto strisciante analogo al cursore di un potenziometro.

La variazione continua di induttanza è ottenibile o spostando dentro e fuori della bobina un nucleo di rame, o usando due bobine in serie e variando la loro distanza assiale o angolare, o variando il numero di spire con un cursore, o modificando la spaziatura fra le spire dilatando o comprimendo l'avvolgimento, o variando il raggio della bobina foggiandola come una molla a spirale.

I sistemi da preferirsi sono quelli di più semplice realizzazione meccanica, il che richiede l'uso di un semplice circuito accordato di accoppiamento, per es. effettuando l'accoppiamento con un circuito accordato semplice o doppio, in cui un estremo dell'avvolgimento possa essere collegato a massa. La curva di risposta dello stadio deve essere piatta per un'estensione di 5 MHz. Nel caso di un singolo circuito accordato il massimo della curva di risposta può essere portato oltre la frequenza centrale del canale, verso l'estremo più alto, per favorire la resa alle frequenze più alte, senza preoccupazione per l'intervento del suono, perchè essendo il 100 % di modulazione uguale a $\pm$ 50 kHz l'avvicinamento della portante sonora è trascurabile.

Con la larghezza di banda $B = 7$ MHz ed una capacità distribuita stimata di 15 pF la [27] fornisce per la resistenza di smorzamento il valore costante: $R = 1515\ \Omega$; l'impedenza di entrata di un pentodo miniatura varia da circa 11 kΩ alla frequenza di 50 MHz, a circa 700 Ω alla frequenza di 200 MHz, perciò si dovrà usare una resistenza di smorzamento solo sui canali bassi; alle frequenze dei canali della banda alta l'amplificatore presenta una maggior larghezza di banda ed un guadagno minore.

Detto f_m il valore della media frequenza ed f_i la frequenza del segnale di ingresso, la frequenza di immagine f_{im} risulta uguale a $f_i \pm 2 f_m$, dove si deve eseguire la somma o la sottrazione secondo che l'oscillatore locale oscilla sopra o rispettivamente sotto la frequenza f_i del segnale. Il Q del circuito accordato deve essere abbastanza alto per assicurare un discreto guadagno dello stadio ed un'attenuazione sufficiente della frequenza immagine. La larghezza della curva di risposta

alla frequenza immagine è $\Delta f = 4\ fm$. D'altronde $Q = fi/B$. Il guadagno relativo alla frequenza immagine, o rapporto di reiezione d'immagine, si calcola allora così:

$$Aim = \frac{1}{\sqrt{1 + (Q\Delta f/fi)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (4\,f/B)^2}} \cong \frac{B}{4\,fm} \qquad [31]$$

l'approssimazione è lecita in quanto l'unità è trascurabile rispetto $(4\ fm/B)^2$.

La [31] assicura che se B è costante, il rapporto di reiezione di immagine è indipendente dalla frequenza del segnale di ingresso. Sostituendo nella [31] $B = 7$ MHz, $fm = 23$ MHz, si deduce $Aim = 0{,}076$ equivalente a 22,4 dB; poichè è opportuno che tale rapporto sia equivalente ad un'attenuazione di almeno 30 dB, si vede che è necessario disporre almeno due circuiti sintonizzati nel gruppo RF del ricevitore TV. Basta allora un solo stadio con accoppiamento a trasformatore con circuiti primario e secondario entrambi sintonizzati, che offre l'ulteriore vantaggio di una curva di risposta più vicina alla forma rettangolare.

La fig. 21-a) rappresenta l'amplificatore con catodo a massa. Questo circuito è sbilanciato e può perciò essere impiegato con una discesa bipolare di antenna non schermata solo in assenza di forti disturbi parassiti. Se questi sono presenti si userà una linea in cavo schermato coassiale. Se si impiega un pentodo si ha un discreto guadagno per $Gm = 5000$ μmho e la resistenza di smorzamento di 1515 Ω sopra calcolata, il guadagno risulta di 7,6, ma il rapporto segnale/disturbo è relativamente alto.

In fig. 21-b) è rappresentato l'amplificatore con griglia a massa. L'ingresso è sbilanciato e perciò adatto all'alimentazione con cavo schermato. L'uso di un triodo acconsente un buon rapporto segnale/disturbo. La resistesnza di catodo Rk non coincide esattamente con la Ro di fig. 21-a), perchè la corrente di placca del triodo penetra nel circuito della linea di trasmissione. Il calcolo di Rk è facilitato dal circuito equivalente tracciato in fig. 21-c), dove si suppone che il segnale di entrata sia 1 volt efficace, per modo che lo stadio fornisce μ volt (μ = =coefficiente di amplificazione del triodo). Le polarità segnate in fig. 21-c) si riferiscono ad un particolare istante. La componente alternativa della corrente anodica vale:

$$ip = \frac{1 + \mu}{rp + Rc} \qquad [32]$$

in cui rp è la resistenza interna del triodo e Rc la resistenza del carico anodico.

Dal lato della linea di trasmissione il circuito è visto come una resistenza Ro, perciò la corrente nella linea vale $1/Ro$ ampere. Tale corrente è uguale a quella di catodo $1/Rk$ aumentata dalla corrente di placca:

$$\frac{1}{Ro} = \frac{1}{Rk} + \frac{1 + \mu}{rp + Rc} \qquad [33]$$

La [33] risolta rispetto a Rk fornisce:

$$Rk = \frac{Ro}{1 - \dfrac{Ro\,(1+\mu)}{rp + Rc}} \qquad [34]$$

L'amplificazione A dello stadio si ottiene moltiplicando la [32] per il carico anodico Rc:

$$A = \frac{Rc\,(1 + \mu)}{rp + Rc} = \frac{1 + \mu}{1 + rp/Rc} \qquad [35]$$

Es.: un'unità del doppio triodo ECC81 con 170 volt di placca e — 1 V di tensione di griglia, presenta $rp = 10$ kΩ, $\mu = 62$, assunto $R_L = 1515$ Ω e $Ro = 75$ Ω impedenza del cavo coassiale, la [34] e la [35] forniscono rispettivamente:

$$Rk = \frac{75}{1 - 75 \cdot 63/11515} = 127\ \Omega \text{ e } A = \frac{63}{1 + 10/1{,}515} = 8{,}3$$

Il guadagno è approssimativamente proporzionale alla conduttanza mutua Gm. Per aumentare l'amplificazione si possono disporre due tubi in parallelo (per es. le due unità del doppio triodo ECC81), perchè con tale connessione la rp è di-

mezzata, la Gm raddoppiata e μ rimane costante; si tenga però presente che la capacità distribuita aumenta.

La fig. 21-d) rappresenta l'amplificatore a due stadi a triodi noto come circuito « cascode » composto di uno stadio con catodo a massa e che pilota uno stadio con griglia a massa. L'entrata con cavo coassiale è opportuna in zone disturbate. Il rapporto segnale/disturbo è buono, ma il circuito richiede l'impiego di due tubi. Il guadagno complessivo di questi due stadi è calcolabile colla:

$$A = \frac{\mu(1+\mu)}{1+(rp/Rc)(2+\mu)} \qquad [36]$$

Impiegando il doppio triodo ECC81 nelle stesse condizioni specificate per l'esempio precedente, la [36] fornisce $A = 9{,}2$. Il guadagno di un amplificatore cascode secondo la [36] può raggiungere il massimo di $\mu(1+\mu)$ per $Rc = \infty$, ma questa condizione ideale è irrealizzabile. L'amplificazione del cascode è molto maggiore di quella di un solo stadio con catodo a massa solo quando la resistenza anodica interna rp dei tubi è bassa e la resistenza di carico Rc è alta. Il pregio principale del cascode risiede nella sua bassa rumorosità.

Il circuito dell'amplificatore bilanciato controfase con catodo a massa è rappresentato in fig. 21-e). La linea di trasmissione più adatta per questo amplificatore completamente bilanciato è quella bipolare. Il perfetto bilanciamento della linea conduce all'eliminazione dei disturbi impulsivi, perciò il rapporto segnale/disturbo è buono. Essendo agevole ottenere la neutralizzazione della capacità graglia-placca in un circuito controfase, è possibile l'adozione di triodi. Così ad es. la griglia di uno dei due triodi riceve un segnale dalla sua capacità griglia-placca, ma tale segnale è annullato da uno eguale conferitole dal neutro condensatore Cn dalla placca dell'altro triodo, se Cn è fatto uguale alla capacità griglia-placca di ciascun tubo. Se non vi fosse la resistenza Ri, i circuiti accordati sarebbero formati dalle due metà dell'induttanza anodica L risonanti con le capacità distribuite del triodo T_1 e rispettivamente del triodo T_2. La presenza di Ri isola il punto di massa su L ed evita la possibilità delle generazioni di due frequenze di risonanza diverse. Il punto di massa viene così determinato dalle capacità distribuite. Poichè il segnale si divide a metà

per ciascun tubo, il guadagno dell'amplificatore è uguale a quello di un singolo stadio con catodo a massa. Per il doppio triodo ECC81 nelle condizioni dei precedenti esempi si ha:

$$A = \frac{\mu}{1 + rp/Rc} = \frac{62}{1 + 10/1{,}515} = 8{,}15$$

La fig. 21-f) rappresenta l'amplificatore in controfase ad un solo tubo. Questo circuito è intermedio fra l'amplificatore con catodo a massa e quello con griglia a massa. Esso deriva dalla fig. 21-a) modificata per linea fibilare. La resistenza di ingresso è a presa centrale a massa, ma in conseguenza delle diverse capacità di entrata e dello scorrere della corrente di placca attraverso la metà inferiore della resistenza stessa, la simmetria ed il bilanciamento del circuito non sono completi. Tuttavia si ottiene con esso una buona eliminazione dei disturbi. In luogo di un triodo si può usare un pentodo, ottenendo un guadagno leggermente inferiore a quello dell'amplificatore di fig. 21-a) a motivo della degenerazione che ha luogo nella metà inferiore della resistenza di ingresso.

I sistemi di 2ª classe in cui la linea di trasmissione termina in una bobina di antenna costituente il circuito d'ingresso, sono rappresentati in fig. 22.

Ciascun amplificatore di fig. 21 può essere pilotato da un circuito accordato di accoppiamento di antenna. La fig. 22-a) indica un circuito di ingresso sbilanciato adatto per accoppiamento all'antenna con cavo coassiale schermato. Il condensatore in serie alla linea di trasmissione non è un condensatore di accordo della bobina, ma provvede semplicemente a bloccare le componenti continue. Il secondario si accorda colla capacità distribuita segnata in tratteggiato in figura ed essenzialmente costituita dalla capacità griglia-massa del tubo amplificatore RF. *R* è la resistenza di smorzamento. Affinchè la linea di trasmissione sia terminata sulla sua impedenza caratteristica *Ro* onde evitare la formazione di onde stazionarie dovute a riflessioni sulla linea stessa, il trasformatore d'aereo deve essere tale che il secondario rifletta la resistenza *Ro* in serie al primario come indica il circuito equivalente di fig. 22-a) rappresentato in fig. 22-b).

L'avvolgimento primario *Lp* deve avere un'induttanza minima, perchè la sua presenza disturba la corretta terminazio-

ne della linea. L'impedenza di entrata non sarà mai esattamente R_o perchè l'induttanza e la capacità secondarie riflesse al primario sono variabili a seconda che la frequenza del segnale applicato è maggiore o minore della frequenza di risonanza. Si postula: 1) che l'impedenza riflessa sia R_o alla risonanza; 2) che l'induttanza L_p del primario sia trascurabile di fronte a R_o, per cui applicando un segnale di 1 volt fra i morsetti 1 e 2 di entrata, la corrente primaria sia $1/R_o$ ampere; 3) questo valore della corrente primaria sia mantenuto anche fuori risonanza.

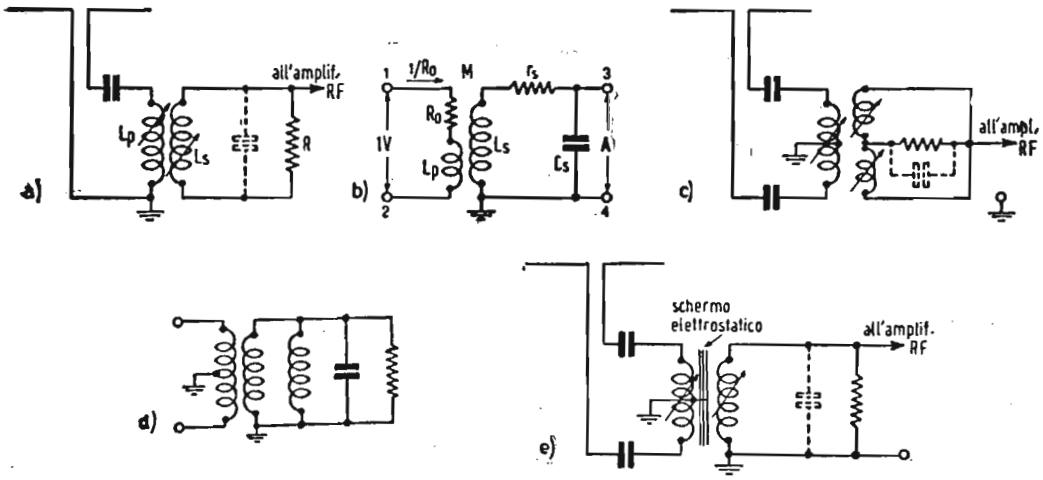


Fig. 22. — Circuiti di ingresso RF a bobina. a) Accoppiamento con bobina di antenna fra linea di trasmissione e amplificatore RF; b) circuito equivalente di a); c) accoppiamento con bobina di antenna bilanciata; d) circuito equivalente di c); e) accoppiamento con bobina di antenna bilanciata per mezzo di schermo elettrostatico.

La tensione indotta E_{in} in serie col secondario, detto $X_M = \omega M$ la reattanza mutua induttiva e $I_p = 1/R_o$ la corrente nel primario, vale:

$$E_{in} = \frac{\pm j X_M}{R_o} \qquad [37]$$

Posto: $X_{CS} = \dfrac{-j}{\omega C_S}$ = reattanza capacitiva del secondario

$X_{LS} = j \omega L_S$ = reattanza induttiva del secondario

il guadagno A di tensione del circuito di aereo può essere calcolato con la [39], ricordando l'espressione del coefficiente di accoppiamento:

$$K = \frac{M}{\sqrt{Lp\,Ls}} \qquad [38]$$

e ricordando inoltre che:

Δf = larghezza della curva di risposta corrispondente al guadagno A;

fi = frequenza di risonanza del circuito d'aereo;

ωi = $2\,\pi\,fi$;

Qs = coefficiente di risonanza del secondario accordato;

$$\text{amplificazione vale: } A = \frac{\omega i\,Qs\,K\sqrt{Lp\,Ls}}{Ro\,\sqrt{1+(Qs\,\Delta f/fi)^2}} \qquad [39]$$

Dunque il guadagno d'antenna è proporzionale a $K\sqrt{Lp}$; poichè si è riconosciuto che conviene fare Lp il più piccolo possibile, occorre rendere massimo il coefficiente di accoppiamento K fra il primario e secondario. In pratica questo massimo non supera il 30 %. Per aumentare ulteriormente K si deve fare il circuito di entrata ad autotrasformatore, anzichè a trasformatore. Essendo la [39] uguale all'espressione del guadagno relativo per un solo circuito accordato, si può ammettere (sempre che siano valide le ipotesi semplificative sopra formulate) che:

$$Qs = \frac{fi}{B} = \text{coefficiente di risonanza del secondario} \qquad [40]$$

$$R = \frac{1}{2\,\pi\,Cs\,B} = \text{resistenza di smorzamento} \qquad [41]$$

L'induttanza primaria può essere calcolata con la:

$$Lp = \frac{Ro\,B}{2\,\pi\,fi^2\,K^2} \qquad [42]$$

Alla risonanza $\Delta f = 0$ perciò la [39] e la [42] forniscono per il guadagno massimo:

$$A\max = \frac{1}{\sqrt{2\pi Cs\, B\, Ro}} = \sqrt{\frac{R}{Ro}} \qquad [43]$$

Quest'ultima dice che il guadagno dipende dall'impedenza caratteristica della linea di trasmissione, ma è indipendente dall'induttanza primaria e dal coefficiente di accoppiamento. Se la [43] è verificata la resistenza riflessa al primario vale esattamente Ro ohm.

Es. Siano: $fi = 65$ MHz (2° canale italiano della banda bassa); la bobina di antenna sia alimentata con una linea in cavo coassiale di 75 Ω; $K = 0{,}3$; $Cs = 10$ pF (capacità griglia-massa del tubo amplificatore più la capacità distribuita del cablaggio ecc.); $B = 7$ MHz.

Dalla [41] si ha:

$$R = \frac{1}{6{,}28 \,.\, 10^{-11} \,.\, 7 \,.\, 10^{6}} = 2280\ \Omega$$

Dalla [41]:

$$L = \frac{75 \,.\, 7 \,.\, 10^{6}}{6{,}28 \,.\, (65 \,.\, 10^{6})^{2} \,.\, 0{,}09} \cong 0{,}218\ \mu H$$

L'induttanza secondaria Ls si calcola così

$$Ls = \frac{1}{\omega i^{2}\, Cs} = \frac{1}{4\pi^{2}\, fi^{2}\, Cs} = \frac{1}{39{,}4 \,.\, 65^{2} \,.\, 10^{12} \,.\, 10^{-11}} = 0{,}6\ \mu H$$

Dalla [43]:

$$A = \sqrt{\frac{2280}{75}} \cong 5{,}5 = \text{guadagno alla risonanza}$$

L'induttanza primaria di 0,218 μH alla frequenza di 65 MHz ha la reattanza di:

$$X_L = \omega i\, Lp = 6{,}28 \,.\, 65 \,.\, 10^{6} \,.\, 0{,}218 \,.\, 10^{-6} = 89\ \Omega$$

Come si vede questa impedenza è sensibilmente superiore a 75 Ω; la linea di trasmissione non è quindi accuratamente terminata. Ciò è dovuto alle ipotesi semplificative introdotte ed è necessario provvedere a qualche correzione da determinarsi sperimentalmente.

L'uso della bobina di aereo è discutibile per amplificatori con griglia a massa. Il tubo carica il secondario del trasformatore di entrata col risultato di aumentare la larghezza di banda e di diminuire il guadagno. In queste condizioni si dimostra migliore un pentodo con catodo a massa, di un triodo con griglia a massa, agli effetti del rapporto segnale disturbo. La bobina di aereo adatta la bassa impedenza della linea di trasmissione all'alta impedenza di ingresso presentata dal pentodo.

Con una linea bilanciata di entrata si ricorre allo schema di fig. 22-c), dove per ottenere eguali capacità distribuite per entrambi i lati della linea entrante si è collegata a massa la presa centrale del secondario. I terminali di quest'ultimo possono alimentare un amplificatore in controfase del tipo di figura 21-e).

Se l'aereo è destinato ad alimentare un solo tubo amplificatore come in fig. 22-c) è necessario avvolgere le due metà del secondario con sensi opposti per provocare un rovesciamento di fase, che ha l'effetto di connettere in parallelo le due metà del secondario come indica il circuito equivalente in fig. 22-d).

In fig. 22-e) è rappresentato un altro circuito di ingresso per linea bilanciata e secondario alimentante un solo tubo. Fra primario e secondario è disposto uno schermo elettrostatico fatto di conduttori non chiusi per ridurre al minimo le correnti vorticose; il campo magnetico del primario raggiunge il secondario attraverso lo schermo. Le capacità distribuite delle due metà del primario sono bilanciate rispetto alla massa.

Si presenta la necessità di avere un valore definito e costante dell'impedenza di entrata del ricevitore ai terminali di antenna per tutti i canali. Tale impedenza è generalmente di 300 Ω per entrata simmetrica bilanciata, e 75 Ω per entrata dissimmetrica sbilanciata con un estremo della bobina di aereo a massa; non mancano esempi di ricevitori con impedenze di ingresso 100 Ω. L'impedenza di entrata si ritiene resistiva e costante per tutti i canali, sebbene nella maggior parte dei casi essa non può essere misurata come una resistenza in corrente continua. Molti ricevitori sono provvisti di 3 morsetti di entrata corrispondenti alla massa e ai due terminali liberi della

bobina di aereo a presa centrale; con essi è possibile effettuare la connessione con una linea di trasmissione sia bilanciata, applicando i due fili della linea ai due terminali liberi, sia sbilanciata in cavo coassiale schermato collegando la massa del cavo al morsetto di massa del ricevitore e alla terra, e collegando il conduttore interno del cavo ad uno dei due estremi liberi della bobina di aereo, precisamente a quello che dà il miglior risultato agli effetti della sensibilità del ricevitore. Non è indifferente collegarsi all'uno piuttosto che all'altro dei due estremi liberi, perchè le capacità distribuite verso massa non sono perfettamente uguali per le due metà dell'avvolgimento di entrata, per cui il suo centro elettrico non coincide col suo centro meccanico; in altre parole si dovrebbe spostare la presa a massa della bobina in modo da dividerla in due parti aventi spire diverse per ottenere un perfetto bilanciamento.

Il costruttore deve indicare quale dei due morsetti si deve assumere per ottenere l'ingresso dissimmetrico a 75 Ω. Considerando che generalmente i due morsetti di antenna sono collegati mediante due capacità ai terminali di bobina di aereo sul gruppo RF, considerando che il collegamento viene effettuato internamente all'apparecchio mediante una linea bifilare per ingresso a 300 Ω, oppure mediante cavo coassiale per ingresso a 75 Ω, è evidente che il ricevitore è adatto per una sola impedenza di entrata, cioè o per 300 Ω o per 75 Ω, ma non per tutte due.

Quindi il collegamento della discesa di antenna dovrebbe essere unico e la possibilità del doppio collegamento sopra prospettata è scorretta, perchè richiederebbe di sostituire lo spezzone di linea interna al ricevitore, cosa che non è fattibile. Allora la miglior cosa da fare è di provvedere il ricevitore di soli due morsetti di antenna preferibilmente per entrata bilanciata 300 Ω.

In questo caso se si vuole effettuare il collegamento con una linea dissimmetrica in cavo 75 Ω si deve introdurre fra la linea e l'ingresso del ricevitore un adattatore dissimmetrico-simmetrico che riporti i 75 Ω sbilanciati a 300 Ω bilanciati.

LEZIONE XLVIII

L'OSCILLATORE LOCALE.

E' forse lo stadio più critico di tutto il ricevitore di TV. Ad esso si deve guardare con molta attenzione considerandolo sotto i seguenti punti di vista:

a) *Radiazione dell'oscillatore.* — L'oscillazione generata può raggiungere la linea di trasmissione all'antenna e produrre interferenze con altri ricevitori giacenti nelle adiacenze. Per attenuare l'irradiazione è anzitutto molto utile l'uso di uno stadio amplificatore RF precedente il convertitore; tale stadio agisce da separatore fra la linea di trasmissione e l'oscillatore, interdicendo la propagazione del segnale localmente generato; pure efficace per la riduzione dell'irradiazione si dimostra un accurato schermaggio dei componenti dell'oscillatore.

Un segnale RF interferente accoppiato al circuito di aereo e proveniente dall'oscillatore locale di un ricevitore esistente nelle adiacenze, provoca svariati effetti di interferenze sull'immagine. Se l'interferenza produce un battimento che può essere amplificato negli stadi di FI e rivelato tale da produrre un segnale interferente di 1 MHz o meno nell'amplificatore video, si formeranno delle barre di interferenza sull'immagine. Con una frequenza di battimento di 1 MHz si ha intanto una variazione del contrasto come mette in evidenza la fig. 23. In a) è rappresentato il segnale video completo per due linee nere seguite da due linee bianche. Il rivelatore fornisce l'inviluppo del segnale ricevuto e il livello del nero è mantenuto costante. Col segnale di fig. 23-a) si ha il controllo corretto coi piedestalli al livello del nero e con la massima luminosità del tubo in corrispondenza del massimo bianco.

In fig. 23-b) è rappresentato lo stesso segnale precedente,

ma in presenza di un segnale interferente nel campo delle video frequenze alte (ad es. 1 MHz). Se non si è ritoccato il controllo di luminosità del ricevitore, la parte di segnale che in a) era al livello del nero, ora si è spostata verso il bianco; ciò significa che l'illuminazione corrispondente al livello del nero medio è aumentata, per cui il nero appare grigio. Analogamen-

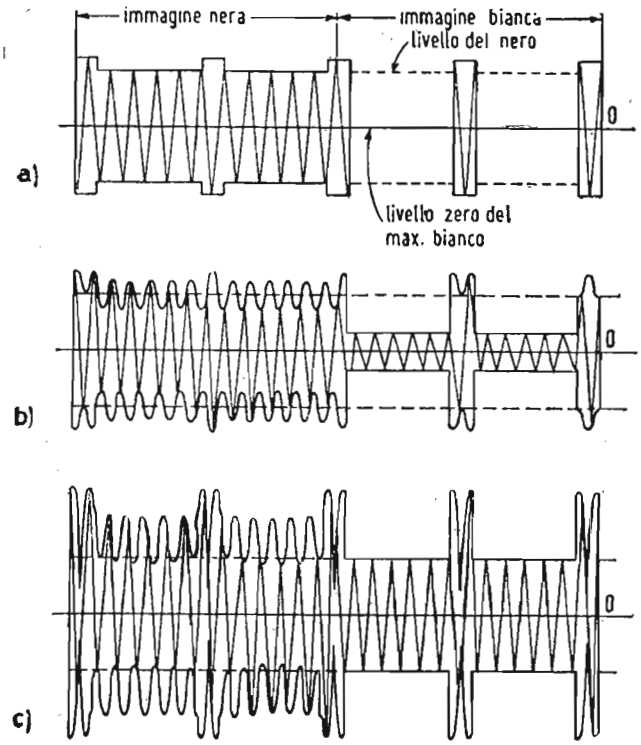


Fig. 23. — Effetto di un segnale interferente sul segnale immagine. a) portante ricevuta senza interferenza; b) portante ricevuta con piccolo segnale interferente; c) portante ricevuta con segnale interferente di ampiezza circa uguale a quella della portante.

te l'interferenza sposta il bianco verso il livello del nero, riducendo la brillantezza delle zone bianche dell'immagine. Si vede dunque che i livelli del nero e del bianco si sono avvicinati e tendono entrambi al grigio, ossia si verifica una diminuzione del contrasto. La fig. 3-c) rappresenta un caso limite di segnale interferente estremamente intenso: l'immagine risulta negativa, ossia colle tinte rovesciate: i bianchi appaiono neri e i neri appaiono bianchi. Quando l'intensità del segnale interferente è uguale a quella della portante durante la trasmissione del nero, i battimenti che vengono prodotti aumentano la ampiezza del segnale ricevuto al doppio e alternativamente la annullano.

Allora il segnale video risultante presenta delle escursioni di ampiezza estendentisi al massimo bianco durante la trasmissione del nero, col risultato che la brillantezza media corrisponde al grigio. Durante la trasmissione del massimo bianco,

se la portante trasmessa è ridotta a zero in corrispondenza del 100 % di modulazione, il battimento non può prodursi. Allora il segnale interferente si sostituisce alla portante video e dà al segnale l'ampiezza del livello del nero originale invece del bianco. In conseguenza il nero appare grigio e il bianco appare nero con rovesciamento di tinte, come si è sopra annunciato. Se l'intensità del segnale interferente è molto maggiore dell'ampiezza della portante, l'immagine può scomparire completamente.

b) *Stabilità di frequenza.* — Lo spostamento di frequenza è principalmente generato da variazioni di temperatura che provocano modificazioni nei valori delle induttanze e dei componenti in genere del circuito dell'oscillatore. Per attenuare la deriva di frequenza si deve evitare che detti componenti siano soggetti a forti riscaldamenti, quindi vanno collocati in posizioni lontane dagli elementi che più riscaldano durante il funzionamento del ricevitore, ossia lontano da trasformatori di potenza, dai tubi elettronici di uscita e dall'alimentatore ecc. L'uso di condensatori ceramici a coefficiente negativo di temperatura nel circuito accordato dell'oscillatore, serve bene a compensare gli aumenti di induttanza in seguito a riscaldamento, concorrendo validamente a stabilizzare la frequenza generata. Meglio se si impiega il controllo automatico di frequenza.

Gli elementi che principalmente influiscono sulla stabilità della frequenza dell'oscillatore locale sono le variazioni di temperatura, l'umidità e le variazioni delle tensioni di alimentazione. Le induttanze devono essere fatte di filo a basso coefficiente di temperatura e avvolte su materiali ceramici, oppure costruite senza supporto per evitare le variazioni di diametro del supporto colla temperatura.

E' preferibile che gli zoccoli e i commutatori siano ceramici piuttossto che di bakelite. Tutti i componenti non devono essere porosi, per evitare l'immagazinamento di umidità. Si può ridurre l'effetto delle variazioni delle capacità interelettrodiche del tubo, conseguenti a variazioni delle tensioni di alimentazione e di accensione facendo la capacità di accordo del circuito oscillatorio la più grande possibile, in modo che le capacità interelettrodiche soggette a variazioni rappresentino una modesta percentuale della capacità totale di sintonia.

Ottimo è l'impiego di un tubo stabilizzatore a gas dell'alta tensione anodica del tubo oscillatore, il che porta anche ad

una diminuzione delle variazioni delle capacità di entrata del tubo stesso. Tutti i componenti devono essere rigidamente montati per evitare spostamenti, che si ripercuoterebbero sulla stabilità di frequenza. Le posizioni fisiche dei componenti l'oscillatore e del relativo cablaggio non devono essere influenzate da curvature o da altri movimenti del telaio.

c) *Il corretto modo di oscillazione.* — La possibilità di oscillazioni spurie viene eliminata adottando il circuito Colpitts per l'oscillatore locale, col quale le capacità distribuite ammettono un solo circuito accordato sulla fondamentale.

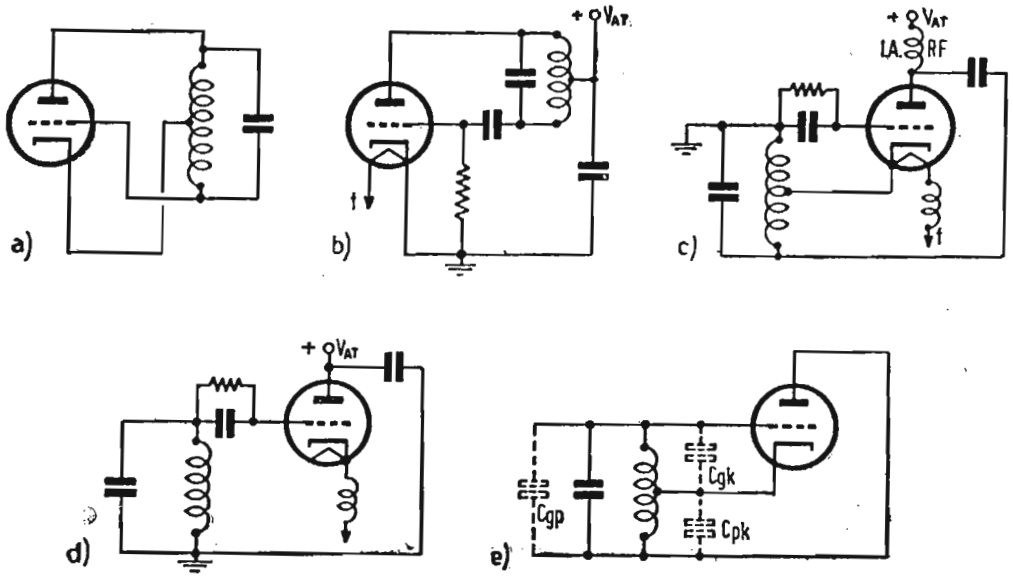


Fig. 24. — Circuiti oscillatori Hartley. a) circuito Hartley fondamentale; b) Hartley con catodo a massa; c) Hartley con griglia a massa; d) Hartley con placca a massa; e) relazione fra le capacità interelettrodiche del tubo e l'oscillatore Hartley.

d) *Modulazione di ronzio.* — Può essere evitata usando circuiti di oscillatori con catodo a massa. Se il catodo non è a massa per le componenti alternate del circuito, l'ampiezza dell'oscillazione può risultare modulata alla frequenza di rete (50 Hz) a motivo della capacità catodo-filamento e di oscillazioni spurie relative al filamento riscaldatore o al cablaggio relativo all'accensione del tubo. L'eliminazione della modulazione dovuta al ronzio di rete è ottenibile accendendo il tubo oscillatore in corrente continua.

La fig. 24 mostra alcune varianti di schemi oscillatori derivati dal circuito base Hartley rappresentato in fig. 24-a) in cui la bobina del circuito oscillatorio è connessa fra griglia e placca e presenta una presa collegata al catodo. Vi è un solo

condensatore di sintonia. Nei circuiti pratici può essere connesso a massa uno qualunque dei tre elettrodi del tubo, ottenendosi i circuiti rispettivamente con catodo a massa (fig. 24-b) con griglia a massa (fig. 24-c), con placca a massa (fig. 24-d).

Se nei circuiti Hartley si scambiano tra loro l'induttanza e la capacità si ottengono altrettanti circuiti oscillatori Colpitts rappresentati in fig. 25. Le figg. 25-a), b), c), d) rappresentano rispettivamente il circuito fondamentale dell'oscillatore Colpitts e i circuiti pratici derivati dal fondamentale con-

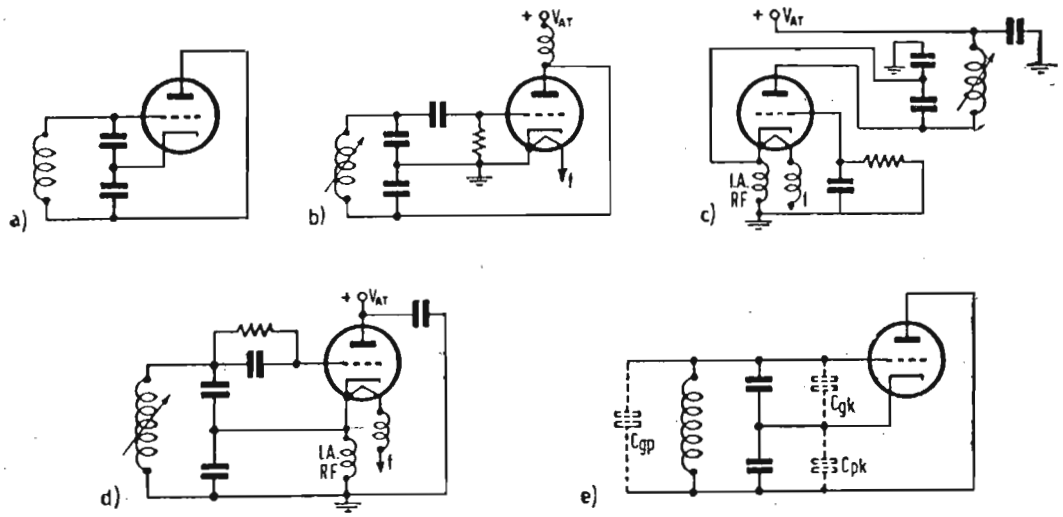


Fig. 25. — Circuiti oscillatori Colpitts. a) circuito Colpitts fondamentale; b) Colpitts con catodo a massa; c) Colpitts con griglia a massa; d) Colpitts con placca a massa; e) relazione fra le capacità intelettrodiche del tubo e dell'oscillatore Colpitts.

nettendo a massa il catodo, la griglia, la placca.

Nella realizzazione dei circuiti per l'oscillatore locale si tengano presenti i seguenti punti:

1) disegnare il circuito fondamentale;
2) fissare l'elettrodo che deve essere connesso a massa;
3) stabilire la continuità fra massa e catodo per il passaggio della corrente continua. Può rendersi necessaria l'introduzione di una bobina di arresto per RF;
4) stabilire la continuità fra massa e placca per il passaggio della corrente continua. Può anche in questo caso rendersi necessaria l'introduzione della bobina di arresto per RF;
5) evitare per mezzo di un condensatore di blocco che l'alta tensione + V_{AT} raggiunga la massa, il catodo o la griglia;
6) provvedere un gruppo RC per l'autopolarizzazione di griglia dell'oscillatore;

7) isolare il filamento, se necessario, per mezzo di una bobina di arresto RF.

La bobina di arresto per RF sul filamento non è necessaria nel caso di catodo a massa, ma con questa disposizione il circuito accordato ha entrambi gli estremi liberi, ossia non ha nessun capo a massa, il che complica le commutazioni nel selettore di stazioni e la regolazione fine della sintonia.

Lo schema con griglia a massa, sebbene abbia un capo del circuito accordato a massa, è scarsamente usato; l'uso di una bobina di arresto sul filamento è necessario per isolarlo da massa, perchè la capacità filamento-catodo aggiungerebbe troppo grande capacità verso massa per le frequenze in gioco. Il circuito con griglia in massa risulta più complesso di quelli con catodo o con placca a massa, ma richiede la bobina di arresto RF sul filamento per isolamento.

Le fig. 24-e) e 25-e) relative alla relazione fra capacità interelettrodiche e oscillatori Hartley rispettivamente Colpitts dimostrano la superiorità di quest'ultimo tipo di oscillatore per le frequenze in cui le capacità interelettrodiche divengono importanti. Nel circuito Hartley la metà superiore dell'induttanza risuona con la capacità *C*gk griglia-catodo, mentre la metà inferiore dell'induttanza risuona con la capacità *C*pk; infine l'intera bobina risuona con la capacità *C*gp griglia-placca; in tal modo si creano tre circuiti accordati.

Il loro insieme tende a oscillare alla frequenza del circuito a più alto *Q* con grave pregiudizio per la stabilità di frequenza nella banda alta. Col circuito Colpitts questo pericolo non esiste, perchè non si può formare più di un circuito accordato. Le bobine di arresto RF possono portare all'innesco di oscillazioni disturbanti, risuonando sulla propria capacità distribuita, o su altre capacità presenti nel circuito. Ciò comporta che in vicinanza della frequenza di risonanza delle bobine di arresto, l'oscillazione presenti dei massimi e dei minimi di intensità a salti. Si preferisce talvolta sostituire l'induttanza di arresto con una resistenza, che deve avere un valore abbastanza alto per non abbassare il *Q* del circuito accordato principale, in parallelo a parte del quale la resistenza di arresto viene a trovarsi.

Nella banda alta sono sensibili gli effetti del tempo di transito elettronico, che si manifestano con una diminuzione del *Q* del circuito accordato dell'oscillatore; è allora necessario ridurre le perdite a un minimo adottando un alto rapporto

L/C, il che si può ottenere adottando come capacità di accordo, quando è possibile, le sole capacità interelettrodiche senza aggiungere altri condensatori concentrati. Si perviene così al circuito *ultraudion* di fig. 26, che ha il circuito accordato fra griglia e placca ed equivale al circuito Colpitts col divisore di tensione capacitivo costituito dalle capacità *C*gk e *C*pk del tubo.

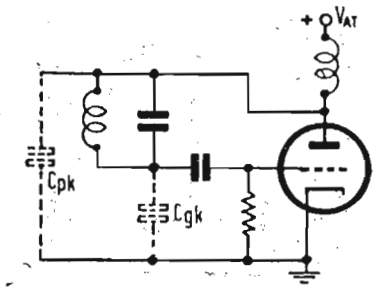


Fig. 26. — Circuito oscillatore ultraaudion.

Quando il selettore di stazioni provvede a commutare diverse bobine di accordo per i singoli canali, è necessario l'uso di un piccolo condensatore variabile accessibile sul davanti del ricevitore per ottenere la sintonia fine, allo scopo di centrare esattamente la portante audio; questo verniero non è necessario se la selezione dei canali è ottenuta con una unica induttanza variabile in modo continuo, perchè in tal caso la sintonia può essere finemente regolata coll'induttanza stessa.

L'accordo dell'oscillatore è estremamente critico, perchè la media frequenza audio deve incidere entro la banda passante degli stadi FI del suono, mentre le portanti sonore associata e adiacente devono cadere esattamente sulla frequenza di accordo delle trappole del suono disposte nell'amplificatore FI video. La larghezza di banda degli stadi FI audio deve essere molto maggiore di quella del segnale sonoro, allo scopo di poter ricevere ancora il segnale audio anche in presenza di una certa deriva della frequenza dell'oscillatore. Generalmente il canale sonoro può accettare il segnale FI audio entro un'estensione di ± 100 kHz.

Nel caso che la frequenza dell'oscillatore sia di 200 MHz, ciò significa che il massimo spostamento di frequenza ammissibile di 0,1 MHz corrisponde alla variazione percentuale dello 0,5‰. La regolazione dell'oscillatore con questa precisione presenta notevoli difficoltà, per cui si rende necessaria l'adozione del condensatore verniero suddetto per la sintonia fine. Concludendo, la sintonizzazione del ricevitore si esegue regolando

il verniero per la massima uscita sonora, poichè il canale audio, essendo molto più stretto di quello video, è il più critico da sintonizzare e permette la sintonia precisa. In queste condizioni, se le FI video e audio sono correttamente tarate, al miglior suono corrisponde anche la miglior visione.

La fig. 27 rappresenta un oscillatore RF in controfase molto usato nei ricevitori di televisione. Esso richiede un doppio triodo (o due triodi uguali separati); la sua forma d'onda ge-

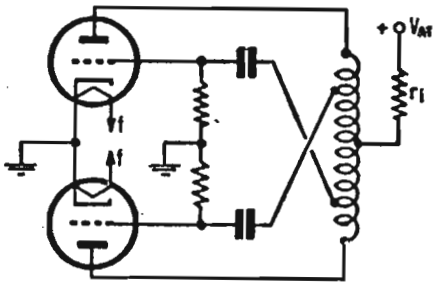


Fig. 27. — Oscillatore RF in controfase.

nerata è esente da armoniche pari, eliminando così il pericolo di interferenze prodotte dalla seconda armonica dell'oscillatore con vari segnali RF. Le capacità interelettrodiche possono formare più di un circuito accordato, ma la possibilità di oscillazioni multiple è esclusa dall'alto fattore di merito *Q* del circuito sintonizzato principale, che assicura un'elevata stabilità di frequenza. La resistenza *ri* di isolamento ha lo scopo di evitare la doppia frequenza di risonanza, analogamente al caso dell'amplificatore RF in controfase.

IL CONVERTITORE.

Il circuito supereterodina basato sul principio della conversione di frequenza è indubbiamente il più diffuso negli schemi radio, dal comune ricevitore per la radiodiffusione circolare, al radar, agli apparecchi professionali in genere, al televisore. I suoi pregi possono riassumersi dicendo che col segnale di media frequenza (FI) generato è possibile ottenere maggior amplificazione, maggior selettività, maggior uniformità della curva di risposta, minor tendenza alle oscillazioni, inoltre i circuiti accordati sono fissi e aggiustabili per il miglior risultato.

Il lato negativo della supereterodina è rappresentato dalla necessità di uno stadio convertitore, inesistente in un ricevitore ad amplificazione diretta, dalla presenza della frequenza immagine, che è facilmente interferente colle frequenze portanti molto alte, dalla possibilità di interferenze con altri ricevitori

posti nelle vicinanze, a motivo dell'irradiazione dell'oscillatore locale, i cui effetti dannosi sono già stati discussi sopra.

Ricordiamo brevemente il principio della conversione di frequenza.

In fig. 28-a) è rappresentata l'onda portante RF in arrivo a frequenza *fi*; in fig. 28-b) è rappresentata l'onda localmente

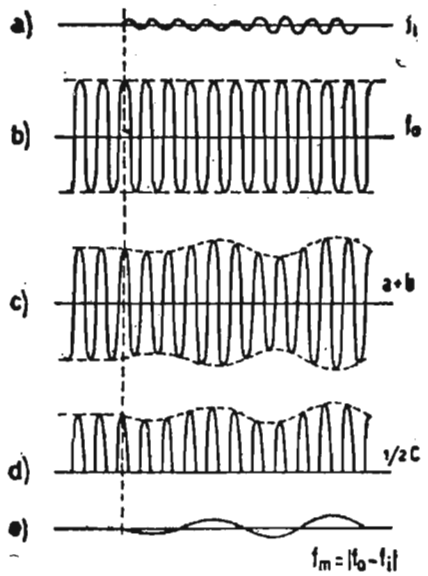


Fig. 28. — Principio della supereterodina. a) segnale di ingresso a frequenza f_i. b) segnale generato dall'oscillatore locale; c) somma dei segnali a) e b); d) rivelazione del segnale composto; e) componenti di d) a frequenza f_m differenza fra f_c e f_i.

generata dell'oscillatore a frequenza $fo \gtrless fi$.

Dalla somma delle due oscillazioni risulta l'onda di figura 28-c), che contiene i due segnali originali; e solo quelli. La oscillazione a frequenza differenza delle due frequenze *fi* e *fo*, ossia $fm = | fo - fi |$ (valore assoluto della differenza), è ricavabile mediante rivelazione dell'onda di fig. 28-c); il risultato è quello di fig. 28-d), in cui il valor medio del segnale rettificato varia con la frequenza *fm*. L'ampiezza dell'oscillazione a media frequenza è proporzionale all'ampiezza del segnale a frequenza *fi* di ingresso originale, e se questo è modulato in ampiezza o in frequenza, la modulazione è riprodotta nel segnale a media frequenza. L'ampiezza dell'oscillazione locale deve essere molto maggiore di quella del segnale entrante in antenna, per evitare distorsioni nel caso di modulazione di ampiezza, giacchè dalla sovrapposizione di due segnali, quello risultante ha la modulazione del più debole.

L'onda di fig. 28–d) rivelata contiene una componente alla frequenza *fm* rappresentata in fig. 28-c). Se l'oscillazione in antenna è modulata, la prima rivelazione suddetta fornisce la oscillazione a FI che è ancora modulata, occorre quindi una

seconda rivelazione per separare la FI funzionante da portante, dalla frequenza di modulazione, che è quella utile ai fini della riproduzione dell'immagine e del suono. E' chiaro che il secondo rivelatore sarà un cristallo, o un diodo termoionico nel caso di modulazione di ampiezza, mentre sarà un discriminatore nel caso di modulazione di frequenza. Si noti che la fig. 28 contempla il caso di oscillazione di ingresso persistente non modulata, e di oscillatore a frequenza *fo* superiore a quella *fi* di entrata. Il processo di conversione di frequenza è però perfettamente realizzabile anche con oscillatore a frequenza minore di *fi*. Quest'ultimo caso può essere conveniente a frequenze molto alte per avere una *fo* più bassa a vantaggio della stabilità della frequenza generata stessa.

Un pentodo a taglio ripido ha maggior trasconduttanza di conversione (rapporto della corrente a FI nel primario del trasformatore di FI alla tensione a RF applicata, che la produce; o meglio è il limite di detto rapporto quando la tensione RF e la corrente FI tendono a zero) di qualsiasi altro tipo di tubo; il massimo effetto di rivelazione si ottiene con una polarizzazione circa metà di quella indicata per il tubo amplificatore in classe A. La polarizzazione di griglia può essere fissa o catodica, o per falla di griglia. In fig. 29 è rappresentato un converti-

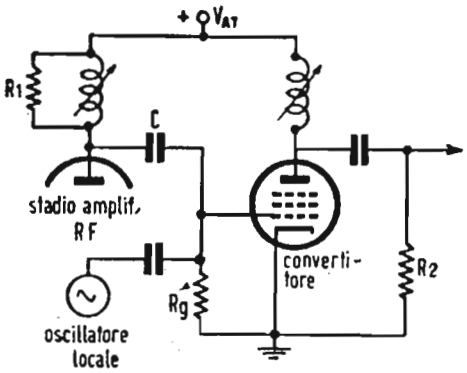


Fig. 29. — Convertitore autopolarizzato di griglia.

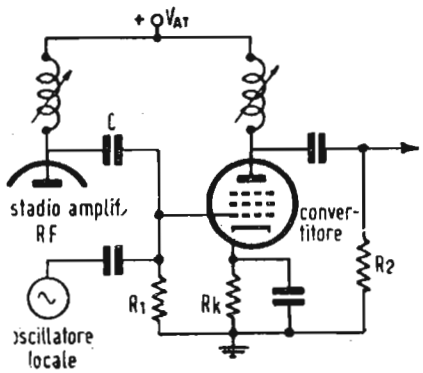


Fig. 30. — Convertitore con polarizzazione catodica.

tore autopolarizzato di griglia. Questo circuito non funziona come un rivelatore per falla di griglia per segnali deboli, a motivo della considerevole ampiezza del segnale dell'oscillatore locale, direttamente applicato in griglia controllo del pentodo convertitore. D'altro canto non si può neppure definire rivelatore di griglia di potenza, perchè in tal caso si dovrebbe appli-

care una resistenza Rg di griglia ed un condensatore C di accoppiamento tali da soddisfare alla relazione

$$RgC \leqslant \frac{1}{\omega m} \qquad [44]$$

in cui $\omega m = 2\pi fm$ è la pulsazione di media frequenza; assumendo fm = 45 MHz (valore raccomandato dalle norme italiane) e $Rg = 0{,}1$ MΩ, la [44] fornisce $C \cong 0{,}035$ pF, valore evidente troppo piccolo da realizzare in pratica. Allora il circuito di fig. 29 funziona con un valore di polarizzazione di griglia costante, approssimativamente uguale al picco di ampiezza dell'oscillazione locale iniettata sulla griglia. Il valore opportuno della tensione da accoppiare prelevendola dall'oscillatore si controlla misurando la corrente in Rg. Essendo Rg dell'ordine di 1 MΩ, la resistenza R_1 di smorzamento viene applicata in derivazione al carico anodico dello stadio amplificatore RF. La fig. 30 rappresenta uno stadio convertitore in cui la polarizzazione è automatica per resistenza di catodo; la resistenza R_1 di smorzamento è quivi inserita tra griglia e massa, perchè non dovendo provvedere alla creazione della tensione di polarizzazione, può essere fatta abbastanza piccola. Col circuito di fig. 30 non è agevole determinare l'intensità più opportuna dell'oscillazione locale; conviene regolare la resistenza catodica Rk in modo da ottenere la massima uscita a FI senza rendere positiva la griglia del convertitore.

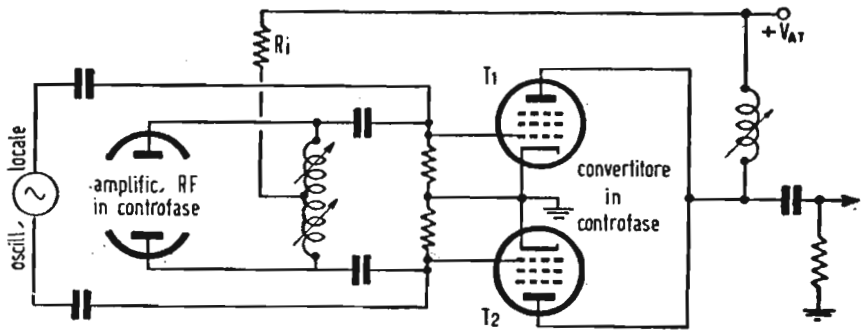


Fig. 31. — Convertitore in controfase.

L'oscillatore locale può essere accoppiato al tubo convertitore sia capacitivamente, sia induttivamente. L'accoppiamento non deve essere troppo forte, perchè ciò porterebbe a caricare eccessivamente l'oscillatore, che verrebbe trascinato a spostarsi dalla desiderata frequenza ad opera di forti segnali di ingresso.

Quando lo stadio amplificatore RF e l'oscillatore locale sono in controfase come nelle figg. 21-e) e 27, conviene che sia in controfase anche lo stadio convertitore come in fig. 31, in cui le placche dei tubi sono direttamente collegate.

Normalmente in un amplificatore in classe A in controfase le variazioni della corrente anodica si elidono a vicenda. Poichè la conversione non è lineare, tale eliminazione non si verifica nel circuito di fig. 31. La corrente di placca del tubo T_1 ha l'andamento di fig. 32-a) uguale alla fig. 28-d). Se il segnale RF entrante e l'oscillazione locale sono applicate alle gri-

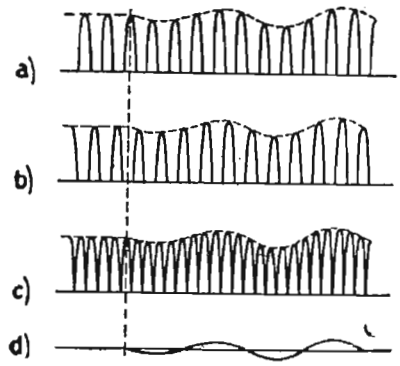


Fig. 32. — Forme d'onda teoriche del convertitore in controfase di fig. 31. a) corrente anodica di T_1; b) corrente anodica di T_2; c) corrente anodica combinata di T_1 e T_2; d) componente di c) a frequenza differenziata.

glie del convertitore in opposizione di fase, ossia a 180°, lo forma della corrente anodica del tubo T_2 assume l'aspetto di figura 32-b). Le variazioni della corrente di placca composta, invece di cancellarsi, hanno forma analoga a quella di uscita di un rettificatore biplacca, la frequenza differenza è prelevata dal circuito accordato sulla FI nel circuito anodico del convertitore.

La resistenza R_1 di isolamento di fig. 31 ha lo scopo di evitare l'eventualità della doppia frequenza di risonanza.

Lo stadio convertitore tende a introdurre forti disturbi di rumore di fondo. Per ottenere un rapporto segnale/disturbo accettabile è quindi necessario l'uso di uno stadio amplificatore RF, ad alto guadagno. E' consigliabile usare un triodo convertitore, data la bassa rumorosità dei tubi a tre elettrodi. La stabilità del convertitore a triodo è assicurata, ad onta della capacità griglia-placca, dal fatto che l'entrata è a radiofrequenza, mentre l'uscita è a media frequenza. Da tener però presente che il guadagno di conversione di un triodo è minore di quello di un pentodo.

LIMITAZIONI IMPOSTE DALLE ALTISSIME FREQUENZE.

La tecnica delle alte frequenze riguardanti la televisione

deve orientarsi principalmente sui seguenti tre elementi: 1) limitazioni dovute ai tubi elettronici; 2) effetto del tempo transito elettronico; 3) uso di linee risonanti come elementi circuitali. Esaminiamo brevemente e separatamente ciascuno di essi.

1) Limitazione dovuta ai tubi elettronici.

Alle altissime frequenze i tubi elettronici devono essere considerati come parti integranti dei circuiti, a motivo delle loro capacità interelettrodiche e delle induttanze dei loro conduttori.

L'importanza delle capacità interelettrodiche è evidente, poichè dato le altissime frequenze, le capacità di accordo dei circuiti sintonizzati sono piccolissime e dell'ordine di grandezza di quelle presentate dai tubi elettronici. Le induttanze dei conduttori valvolari possono avere reattanze apprezzabili oltre i 100 MHz e quindi alterare le caratteristiche dei circuiti associati. Per es. un tratto di conduttore lungo 4 cm e del diametro di 1 mm ha una induttanza di circa 0,1 μH; alle basse frequenze la sua reattanza è trascurabile; a 10 MHz (30 m) diviene 6,3 Ω, a 100 MHz diviene 63 Ω, valore sufficiente a conferire al conduttore le proprietà di una bobina di arresto RF. Inoltre l'induttanza di un conduttore catodico è comune ai circuiti di griglia e di placca, il che porta ad effetti di reazione degenerativa. Al limite non impiegando capacità esterna e riducendo l'induttanza a un conduttore rettilineo connesso fra griglia e placca, la frequenza massima del tubo è determinata dalla risonanza del tubo stesso, che diviene equivalente a un circuito ultraudion costituito dai conduttori di griglia e placca in parallelo con le capacità interelettrodiche. E' stato perciò necessario costituire tubi per alte frequenze di dimensioni ridotte provvisti di conduttori interni più brevi possibile e pià grossi possibile, sprovvisti di zoccoli (gli elettrodi fanno capo a conduttori che escono direttamente dal bulbo).

Si dimostra opportuna la disposizione dei tubi in controfase, perchè le rispettive capacità risultano in serie e quindi si dimezzano.

2) Effetto del tempo di transito.

Il tempo impiegato dagli elettroni emessi dal catodo per raggiungere l'anodo in un tubo normale è di circa il millesimo di microsecondo. Tale tempo è del tutto trascurabile alla frequenza della normale radiodiffusione circolare, ma rappre-

senta il 10 % di un periodo a 100 MHz ed una percentuale maggiore del periodo di oscillazioni a frequenze superiori a 100 MHz. In tali condizioni il rendimento di un tubo diminuisce notevolmente. Una delle conseguenze più importanti del tempo di transito è la conseguente riduzione della resistenza di entrata del tubo, la quale viene a mettersi in derivazione sull'impedenza del circuito esterno di ingresso connesso fra griglia e catodo. Infatti la capacità del tubo è percorsa da una corrente fra griglia e catodo proporzionale alla frequenza del segnale applicato. Alle basse frequenze la corrente capacitiva anticipa sulla tensione del segnale applicato in griglia. Per frequenze molto alte per le quali il tempo di transito non è trascurabile, il flusso elettronico alla griglia ritarda rispetto alla normale corrente capacitiva di griglia: Ne consegue che la corrente di griglia dovuta al segnale può risultare in fase con la tensione applicata, e la impedenza di entrata del tubo ne risulta abbassata. La riduzione in parola è notevolissima; per es. un normale pentodo octal americano tipo 6SK7 presenta una resistenza c.a. di entrata di 0,12 MΩ a 10 MHz, e di 500 Ω a 150 MHz. Pure i tubi miniatura, per quanto in minor grado, risentono dell'effetto del tempo di transito: così un pentodo miniatura (senza zoccolo) tipo americano 6AK5 ha una resistenza di ingresso di 0,3 MΩ a 10 MHz, la quale si riduce a 20 kΩ a 150 MHz.

3) Linee risonanti come elementi circuitali.

Alle altissime frequenze i circuiti accordati sono spesso costituiti con tronchi di linee risonanti, anzichè di capacità e induttanze concentrate. Ciò perchè i circuiti a costanti concen-

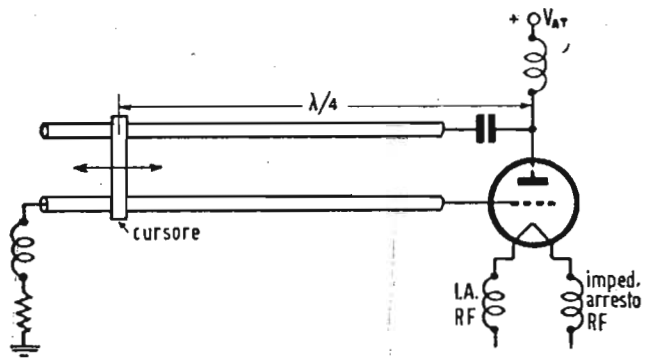


Fig. 33. — Oscillatore ultraudion a linea risonante.

trate presentano sempre delle capacità parassite, che non possono essere ulteriormente ridotte, e che porterebbero a valori di induttanza eccessivamente piccola e di Q troppo basso per risuonare alle frequenze molto alte. Le linee risonanti presen-

tano un Q (coeff. di risonanza, o fattore di merito, o coefficiente di sovratensione) e un'impedenza di entrata sufficientemente alti, con lunghezza di conduttori brevi ma praticamente realizzabili. La fig. 33 rappresenta un oscillatore ultraudion che fa uso di una linea in quarto d'onda connessa tra griglia e placca come circuito risonante. Il cursore di corto circuito fra i due rami della linea viene disposto in modo da ottenere la desiderata frequenza; infatti spostandolo lungo la linea si varia la lunghezza dell'onda generata. Quest'ultima è determinabile moltiplicando per 4 la lunghezza della linea compresa fra il tubo ed il cursore. Le linee sono generalmente costituite da tubi argentati per ridurre la resistenza e l'effetto pelle, che alle frequenze molto alte fa sì che la corrente non sia uniformemente distribuita nella sezione del conduttore, ma presenti un massimo di densità nella zona periferica di esso.

IMMAGINI FANTASMA E FIGURE D'INTERFERENZA.

Indipendentemente dalla bontà del progetto della sezione RF di un televisore, sul tubo catodico possono apparire due o più immagini parzialmente sovrapposte, di cui una generalmente più intensa delle altre. In simili condizioni si dice che si è in presenza di « immagini fantasma » o di « riflessioni ». Si possono dare alcune semplici indicazioni per aiutare ad individuare l'origine di siffatti disturbi.

La cause che producono i « fantasmi » sono molteplici. Una linea di trasmissione dall'antenna al ricevitore lunga oltre 12 m, se non propriamente terminata sulla sua impedenza caratteristica, diventa sede di onde riflesse da un estremo all'altro originando immagini fantasma.

Immagini riflesse possono pure generarsi quando il segnale originale trasmesso arriva al ricevitore per due vie: una diretta e l'altra per riflessione sopra un ostacolo interposto fra il trasmettitore e il ricevitore; l'onda riflessa percorre un cammino più lungo dell'onda diretta, perciò arriva all'antenna ricevente con un leggero ritardo rispetto alla prima, provocando la formazione di una seconda immagine. Misurando l'entità dello spostamento delle due figure sul tubo ricevente, è agevole risalire alla maggior lunghezza del cammino percorso dalla onda riflessa e talvolta anche alla posizione dell'ostacolo che ha provocato la riflessione.

Gli ostacoli che maggiormente provocano segnali indiretti

sull'antenna ricevente, sono quelli posti dietro di essa, cioè dalla parte opposta del trasmettitore rispetto al ricevitore (che si trova in mezzo fra l'emittente e l'ostacolo) quando la distanza dell'ostacolo all'antenna ricevente è uguale a $d/2$, essendo d la misura del maggior cammino percorso dall'onda indiretta rispetto a quella diretta. Un rimedio assai efficace in questo caso è di disporre un riflettore dietro al dipolo ricevente. Il segnale riflesso può arrivare in fase o sfasato rispetto al segnale diretto al ricevitore, analogamente alla riflessione lungo la linea di trasmissione.

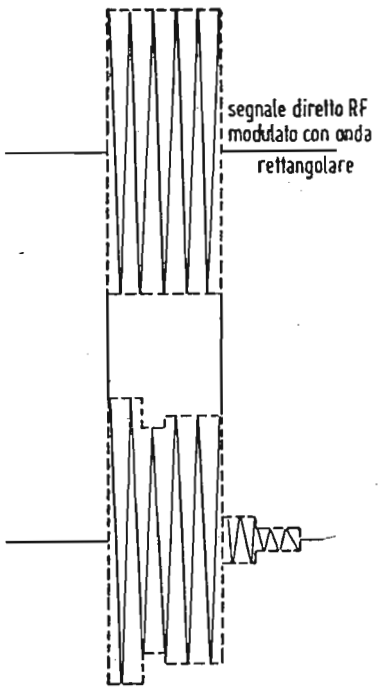


Fig. 34. — Segnale risultante alla fine della linea di trasmissione quando le successive riflessioni sono sfasate di 180°.

La ricezione di un'onda RF modulata con segnale rettangolare dà luogo ad effetti di sovrapposizione come indicato in figura 34, quando il segnale riflesso è sfasato di 180° rispetto a quello diretto; il fenomeno è lo stesso di quello che si ha alla fine di una linea di trasmissione a circuito aperto e conseguentemente alla sovrapposizione dell'onda riflessa in opposizione di fase; in tal caso l'estremità di punta del segnale risultante conserva il valore che avrebbe il solo segnale diretto.

Mediamente il segnale riflesso è sfasato di 90° rispetto al segnale diretto, per cui si ha un aumento deciso dell'intensità del segnale ricevuto. Poichè la durata della scansione di una riga orizzontale al netto del tempo di soppressione orizzontale è di 53,5 μsec, si può calcolare il tempo addizionale misurando lo spostamento X fra l'immagine diretta e quella riflessa, la larghezza l dell'immagine, colla formula

$$t = 50{,}5 \frac{X}{l} \qquad [45]$$

Noto t si risale allo spazio supplementare d percorso in più dall'onda riflessa con la:

$$d = vt = 300 \,.\, 10^6 \,.\, 53{,}5 \,.\, 10^{-6} \frac{X}{l} \cong 16 \frac{X}{l} \qquad [46]$$

Individuata la distanza dell'ostacolo, non sarà difficile individuare anche l'ostacolo, e se questo può essere asportato, anche la riflessione sarà eliminata, ma tale possibilità è quasi sempre da escludersi.

Il valore di d determinato con la [46] è valido per tutti i punti che si trovano sopra un'ellisse avente per fuochi le antenne trasmittente e ricevente.

Un'altra forma di disturbo assai comune è quella dovuta ad interferenze con frequenza di battimento, che nella pratica radiofonica si manifesta come un fischio.

Sullo schermo di un televisore le frequenze di battimento inferiori alle frequenze di riga (15625 Hz) appaiono con barre orizzontali, mentre le frequenze di battimento superiori a 15625 Hz appaiono come linee verticali. E' assai più facile che si abbiano interferenze a struttura lineare verticale, piuttosto che a barre orizzontali, perchè la frequenza video massima è di 5 MHz, quindi la probabilità è di $5 \,.\, 10^6/15625 = 320$ a 1 per le lineature verticali. Frequenze di battimento possono originarsi da oscillazioni spurie, da sorgenti di segnali esterni, da battimenti entro al ricevitore. Abbiamo già messo in evidenza la importanza dell'irradiazione dell'oscillatore locale agli effetti di produrre disturbi su ricevitori posti nelle vicinanze. Si presentano inoltre i seguenti quattro casi notevoli:

1) Segnale di battimento intercarrier.

Le portanti video e audio sono spaziate di 5,5 MHz. Esse fanno battimento nel 2° rivelatore generando un segnale di 5,5 MHz, che si manifesta sul quadro con linee verticali vicinissime tra loro, che si mantengono in qualunque posizione del selettore di stazioni. Il loro numero non varia quan-

do si gira il controllo di sintonia fine. E' necessario l'uso di un circuito assorbitore accordato a 5,5 MHz, ovvero di una trappola sonora dell'amplificatore di FI.

2) Segnale interferente di frequenza compresa nel campo della FI del ricevitore.

Questo tipo di interferenza produce delle linee che rimangono costanti su tutti i canali, mentre il loro numero varia agendo sul comando di sintonia fine, perchè così facendo si modifica la frequenza dell'oscillatore e quindi varia la media frequenza.

La sua eliminazione richiede l'adozione di uno stadio preamplificatore RF talvolta anche di una trappola nei circuiti RF.

3) Segnale interferente di frequenza compresa nel campo della RF del ricevitore.

In questo caso girando il comando di sintonia fine il numero delle barre prodotte dall' interferenza non viene alterato, perchè i circuiti RF e oscillatori vengono variati nella stessa misura per cui la FI non subisce modifiche. Il disturbo interferente scompare cambiando canale, perchè in tal modo si varia il campo di frequenza ricevibile. L'uso di trappole RF è da escludere, perchè comporterebbe una grave diminuzione della qualità dell'immagine ricevuta.

L'interferenza in oggetto può essere prodotta dall'oscillatore di un ricevitore posto nelle adiacenze. Per la sua attenuazione risulta spesso utile una giudiziosa orientazione dell'antenna.

4) Interferenza a frequenza immagine.

Girando il verniero di sintonia fine si ottiene di modificare il numero delle linee interferenti, perchè la FI dovuta alla stazione da ricevere e la FI dovuta al segnale immagine vengono alterate in sensi opposti di una stessa quantità. E' evidente che cambiando canale l'interferenza scompare.

L'attenuazione della frequenza immagine si ottiene con un tronco di linea a risonanza in serie alla frequenza del segnale immagine, in quarto d'onda, posto in parallelo sui terminali della discesa di antenna (v. fig. 35-a); oppure con un tronco di

linea a risonanza in parallelo alla frequenza del segnale immagine, in quarto d'onda posto in serie con terminali della discesa di antenna (v. fig. 35-b); o infine con tronchi di linee

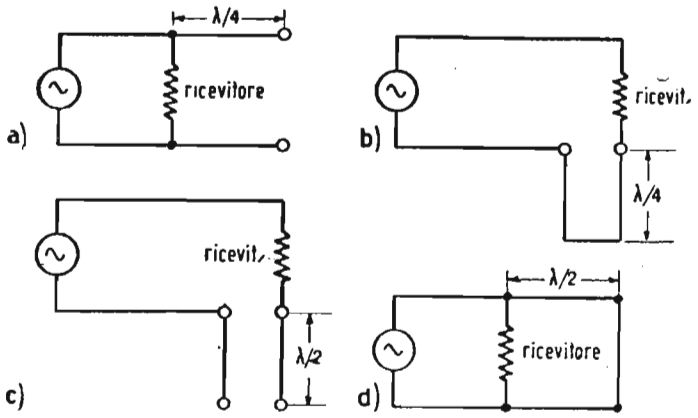


Fig. 35. — Linee in quarto d'onda a) e b) e semionda c) e d) usate come trappole per la frequenza immagine.

alla frequenza di risonanza del segnale interferente e di lunghezza λ/2 come in fig. 35-c) e 35-d).

Varie altre cause di interferenza possono presentarsi. Per es. un segnale a 32 MHz può dar luogo alla seconda armonica di 64 MHz disturbando il secondo canale, se l'amplificatore RF del ricevitore manca di linearità; in quest'ultimo può anche generarsi la modulazione incrociata. Queste due cause di interferenza vengono sensibilmente ridotte usando un circuito accordato in antenna.

Autorizzazione del Tribunale di Milano 16-1-61 - N. 5502 del Registro
Direttore responsabile ALFONSO GIOVENE - Proprietà della Editrice Il Rostro
Distribuzione in abbonamento postale - Gruppo II
Distribuzione STE - Milano

Corso teorico-pratico di televisione

Il Corso completo di TV che la Editrice Il Rostro raccoglie in numero 35 dispense decadali, con le debite modifiche ed aggiornamenti, è il Corso che, con l'autorizzazione del Ministero della Pubblica Istruzione, fu svolto per corrispondenza con grande successo.

Pressati dalle frequentissime richieste dell'ormai esaurito Corso Nazionale di TV, la ns. Editrice a iniziato la sua pubblicazione a dispense di circa 32 pagine ciascuna che usciranno tre volte al mese, per offrire all'acquirente la possibilità di realizzare una notevole economia; infatti ogni dispensa è posta in vendita a L. 150.

L'abbonamento all'intero Corso costa L. 4.500 e l'abbonamento semestrale è stato fissato in L. 2.500.

Il Corso tratta tutti gli argomenti riguardanti la TV monocromatica, dai concetti fondamentali di analisi, sintesi, risoluzione, trasmissione e con particolare sviluppo della ricezione: funzionamento, messa a punto, ricerca guasti, riparazione del moderno televisore.

Pure gli strumenti di misura e le apparecchiature elettroniche occorrenti per il laboratorio del videotecnico, vengono illustrati.

Il carattere del Corso è decisamente descrittivo e pratico ed acconsente a chiunque in possesso di modeste conoscenze di radiotecnica di espletare il servizio di assistenza tecnica TV e di assumere posizioni di rilievo nelle grandi industrie del ramo.

Ogni cinque lezioni il Corso contiene una serie di domande e risposte a quiz, con quattro risposte per domanda (a, b, c, d; delle quali una è la risposta esatta e tre volutamente sbagliate); l'allievo deve individuare quella esatta; nella dispensa successiva viene pubblicata « la chiave » cioè viene ripetuta la sola risposta esatta.

Numerosi problemi svolti facilitano l'applicazione pratica delle nozioni teoriche esposte nel testo.

NOTA

Le vendite della prima edizione decadale di questo corso, hanno superato le previsioni e dobbiamo procedere alla ristampa per soddisfare le domande pervenuteci a mezzo dei rivenditori. Abbiamo così approntata la nuova edizione che avrà nuova copertina per non confonderla con la prima e la sua uscita sarà settimanale. Il resto rimane invariato.

Per gli abbonamenti e numeri arretrati indirizzare a:

Editrice Il Rostro - Via Senato 28 - Milano (228)

Per le rimesse dell'importo servirsi del C./C. N. 3/24227 di vaglia postale

CORSO
TEORICO - PRATICO DI
TELEVISIONE

DISPENSA

N. 29

SOMMARIO

LEZIONE XLIX:

Disturbi dovuti alla rumorosità dei resistori.

LEZIONE L:

Circuiti RF dei ricevitori per TV.
Domande alle quali l'allievo deve rispondere — Domande e risposte su argomenti trattati nel 10° gruppo di 6 Lezioni (XLV, XLVI, XLVII, XLVIII, XLIX e L).
(Dispense 27, 28 e 29).

TUTTI I DIRITTI RISERVATI ALLA
EDITRICE IL ROSTRO - MILANO

TIPOGRAFIA EDIZIONI TECNICHE - MILANO - VIA BALDO DEGLI UBALDI, 6

LEZIONE XLIX

DISTURBI DOVUTI ALLA RUMOROSITA DEI RESISTORI.

Consideriamo un resistore alla temperatura ambiente di 20°C; se connettiamo un voltmetro ai suoi estremi, lo strumento non devia menomamente; possiamo dedurre che il resistore non è percorso da corrente. In realtà nel resistore si ha una grande quantità di elettroni in moto, ma una metà circa di essi è diretta verso un estremo dal resistore, mentre l'altra metà è diretta verso l'altro estremo.

Si è detto « circa la metà » perchè dato il grande numero di elettroni, in un dato istante è certamente maggiore la quantità di essi diretta verso un estremo, di quella diretta verso l'altro. Pertanto se sostituiamo il voltmetro con un amplificatore ad alto guadagno, otteniamo all'uscita la segnalazione di una tensione continamente variabile esistente ai capi del resistore. Questa tensione è detta tensione di rumorosità e si manifesta come un sibilo in un altoparlante ovvero con una punteggiatura bianconera sullo schermo di visione, e costituisce in quest'ultimo caso « *l'effetto di neve* ».

La tensione di rumore ha valor medio nullo, ma valore efficace finito se si considera un lungo periodo di tempo. Il disturbo in oggetto comprende un vastissimo spettro di frequenza, da zero fino a 10 MHz; in conseguenza il valor efficace di queste componenti di frequenza è lo stesso per tutte le frequenze. Il disturbo causato dalla rumorosità di un resistore è noto come « disturbo termico », attesa la sua origine. Mediamente il valore efficace del disturbo è dato dall'espressione:

$$V\text{eff} = 2 \sqrt{k T R B} \qquad [47]$$

in cui: k = costante di Boltzmann = $1{,}37 \cdot 10^{-23}$ Ws per gra-

do assoluto; T = temperatura assoluta; R = resistenza in Ω; B = larghezza della banda di frequenza in Hz del sistema in esame.

La presenza di k tiene conto dell'energia termica cinetica del moto elettronico; poichè la velocità degli elettroni aumenta con la temperatura, resta giustificato il fattore T; poichè la tensione Veff è prodotta dal passaggio della corrente nella resistenza R, è logico che questo simbolo appaia nella [47]. La larghezza di banda B tien conto del fatto che il numero delle componenti di frequenza è proporzionale a B. Il disturbo di rumorosità ha ampiezza infinitesima ad una data frequenza, ma la sua ampiezza diventa finita entro una vasta gamma di frequenza. Per es. la tensione efficace di rumore della resistenza di 4 kΩ disposta fra griglia e massa di uno stadio amplificatore previsto per una larghezza di banda di 5 MHz, alla temperatura di 20°C (= 293° assoluti), vale:

$$V\text{eff} = 2 \sqrt{1{,}37 \,.\, 10^{-23} \,.\, 293 \,.\, 10^{3} \,.\, 5 \,.\, 10^{6}} \cong 18 \ \mu V\text{eff}$$

Non si confonda la rumorosità termica con la rumorosità di contatto di un comune resistore a grafite; quest'ultimo disturbo, generalmente assai più forte di quello termico, è causato da piccoli archi, prodotti dal passaggio di corrente continua, e che si innescano fra granulo e granulo. Nei circuiti di entrata dei televisori si devono escludere i resistori al carbonio, salvo che nei casi in cui non siano percorsi da corrente continua, o siano by-passate da una grossa capacità. Per le applicazioni dove necessitano basse rumorosità sono reperibili speciali resistori metallizzati. La rumorosità esiste anche se in luogo di un reale resistore si tratta di una resistenza equivalente, quale ad es. quella dovuta agli effetti del tempo di transito, all'ingresso dello stadio amplificatore sopra ricordato. La resistenza equivalente può essere la resistenza interna per corrente alternata, di placca dello stadio precedente, o la resistenza prodotta da perdite dielettriche ecc. Se due resistori R_1 e R_2 sono in serie il quadrato della loro tensione efficace totale di disturbo V_{12} è dato dalla somma dei quadrati delle singole tensioni efficaci V_1 e V_2:

$$V^2_{12} = V^2_1 + V^2_2 = 4\, k\, T\, B\ (R_1 + R_2) \qquad [48]$$

Per un circuito comprendente induttanza e capacità si ammette che la tensione di disturbo sia prodotta da un generato-

re in serie con la resistenza equivalente. Così per il circuito accordato di fig. 36-a), il cui circuito equivalente è quello di figura 36-b), la tensione efficace di disturbo Vn che si manifesta

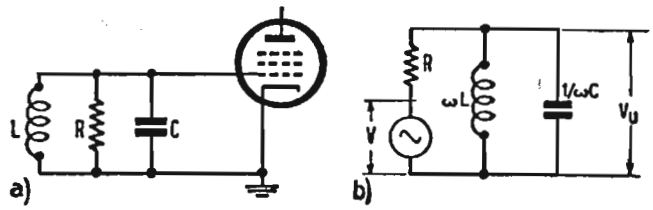


Fig. 36. — Stadio a circuito accordato in griglia. a) circuito reale; b) circuito equivalente.

alla griglia, è data dalla tensione disturbante V del generatore equivalente moltiplicata per il rapporto tra la reattanza dell'arco doppio LC e l'impedenza totale del circuito. ossia in forma vettoriale:

$$Vn = \frac{V}{1 + \dfrac{j\,R\,(\omega L - j/\omega c)}{L/C}} \qquad [49]$$

oppre in forma scalare:

$$Vn^2 = \frac{V^2}{1 + \left[\dfrac{R\,(\omega L - 1/\omega c)}{L/C}\right]^2} \qquad [50]$$

Posto $L = 4{,}5\ \mu H$, $Q = 6$, la resistenza equivalente R del circuito di fig. 36-a) alla frequenza di risonanza di 18 MHz, vale:

$$R = \omega L\,Q = 6{,}28 \,.\, 18 \,.\, 10^6 \,.\, 4{,}5 \,.\, 10^{-6} \,.\, 6 = 3050\ \Omega$$

Per il calcolo della tensione di rumore secondo la [47] sarebbe necessaria la conoscenza della banda B; poichè questa non è nota, conviene sostituire B con 1 Hz nella [47]; così si ricava Veff in volt per $\sqrt{\text{Hz}}$. Per l'esempio attuale si ha:

$$V\text{eff} = 2\ \sqrt{1{,}37 \,.\, 10^{-23} \,.\, 393 \,.\, 3050} \cong 7 \,.\, 10^{-3}\ \mu V \,.\, \sqrt{\text{Hz}}$$

La [50] assicura che alla risonanza, essendo $\omega L = 1/\omega c$,

la $Vn = V$; ai lati della curva di risonanza la tensione di disturbo è minore che al vertice. Se in circuito si hanno più resistori, il quadrato della tensione di rumore può venir calcolato sommando i quadrati delle tensioni disturbanti parziali dovute ai singoli resistori, senza asportare i componenti del circuito. Allora si trova che per due resistori in parallelo, la tensione disturbante è data dalla resistenza risultante dal parallelo.

Il disturbo termico non è la sola causa della rumorosità in un ricevitore. Un'altra importante sorgente di disturbi è dovuta all'effetto *shot* provocato dalle fluttuazioni della corrente anodica in un tubo amplificatore. L'effetto *shot* può essere valutato supponendo che una resistenza equivalente Req sia disposta in griglia dell'amplificatore, di valore tale da produrre un disturbo termico di entità pari a quella della tensione dovuta all'effetto di shot in placca.

Diamo qui alcune formule, per lo più empiriche, per la valutazione della Req:

1) Per un triodo amplificatore: $R\text{eq} = 2{,}5/G\text{m}$ [51]; $G\text{m} =$ = mutua conduttanza in mho.

2) Per un pentodo amplificatore: $$R\text{eq} = \frac{2{,}5\, I\text{a}}{G\text{m}\, I\text{k}} \left(1 + \frac{8\, I\text{s}}{G\text{m}}\right) \quad [52]$$

in cui Ia = corrente anodica media, in A; Ik = corrente catodica media, in A; Is = corrente schermo media, in A; Gm = mutua conduttanza in mho.

3) Per un triodo convertitore: $R\text{eq} = 12/G\text{m}$ [53]
in cui: Gm = mutua conduttanza in mho.

4) Per un pentodo convertitore: $$R\text{eq} = \frac{12\, I\text{a}}{G\text{m}\, I\text{k}} \left(1 + \frac{15\, I\text{s}}{G\text{m}}\right) \quad [54]$$

simboli come in 2).

5) Per un tubo convertitore plurigriglia: $$R\text{eq} = \frac{20\, I\text{a}(I\text{k} - I\text{a})}{G\text{c}^2\, I\text{k}} \quad [55]$$

simboli come in 2) e Gc = mutua conduttanza di conversione in mho.

Assumendo Ia = 8 mA, Is = 2 mA, Ik = 10 mA, Gm =

= 5000 mho si può compilare la seguente tabella, che serve di confronto per la rumorosità dei singoli tipi di tubi:

Tipo di tubo:	*R*eq ohm
Triodo amplificatore	500
Pentodo amplificatore	1.680
Triodo convertitore	2.400
Pentodo convertitore	13.440

Per il convertitore multigriglia, in cui la *I*a ≅ 3 mA e *G*c = 400 mho, si trova *R*eq = 0,25 MΩ.

Da questi dati risulta che il triodo è il tubo meno rumoroso, mentre il convertitore multigriglia è di tutti di gran lun-

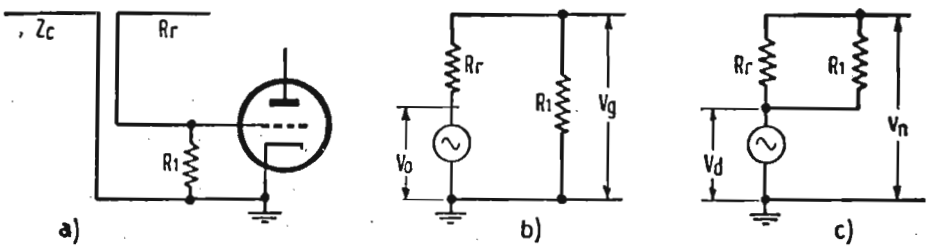


Fig. 37. — Circuito di entrata in antenna. a) schema di principio; b) circuito equivalente per il segnale; c) circuito equivalente per il disturbo.

ga il più rumoroso; gli amplificatori disturbano meno dei convertitori. Agli effetti pratici ciò che conta è il rapporto tensione di segnale/tensione di disturbo; tale rapporto deve essere almeno di 30 dB.

Si consideri il più semplice circuito di entrata di un ricevitore televisivo, rappresentato in fig. 37-a). La resistenza di radiazione *R*r dell'antenna è combinata coll'impedenza caratteristica *Z*c della linea di trasmissione. Si tratta di determinare il valore ottimo della resistenza R_1 di entrata per il quale il rapporto segnale/disturbo risulti massimo. Guardando dal ricevitore l'antenna è vista come una resistenza *R*r in serie col generatore della tensione di segnale *V*o. Osservando la fig. 37-b) la tensione alla griglia risulta:

$$Vg = \frac{Vo\, R_1}{R_1 + Rr} \qquad [56]$$

Il circuito equivalente per il computo della tensione di disturbo termico *V*n, è quello di fig. 37-c), in cui R_1 e R_r sono tra loro in parallelo. Il quadrato di detta tensione è:

$$V^2n = 4\,k\,T\,B\,\frac{R_1\,Rr}{R_1 + Rr} \qquad [57]$$

Il quadrato del rapporto segnale/disturbo si ottiene dalle [56] e [57]:

$$\left(\frac{Vg}{Vn}\right)^2 = \frac{Vo^2\,R_1}{4\,k\,T\,B\,R_1\,(R_1 + R_r)} \qquad [58]$$

La [58] è massima per $R_1 = \infty$, ma per evitare le riflessioni deve esser $R_1 \cong Rr$; tuttavia è ammissibile un disaccoppiamento tale per cui $R_1 = 2\,Rr$, nel quale caso $Vg/Vn = 115\,\%$, posto $Vg/Vn = 100\%$ quando $R_1 = Rr$. Se $Rr = R_1 = 300\ \Omega$ la resistenza di disturbo in griglia è di soli 150 Ω. Il disturbo predominante è quello per effetto shot. Nel valutare il disturbo risultante prodotto da diversi stadi conviene stabilire la resi-

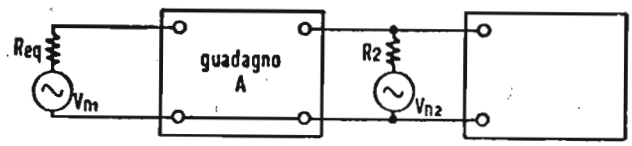


Fig. 38. — Resistenza di griglia equivalente al disturbo di vari stadi.

stenza equivalente di disturbo in griglia al primo stadio e che produce un disturbo termico equivalente al disturbo degli altri stadi. Si considerino i due stadi di fig. 38, di cui il primo ha un guadagno A; R_2 è la resistenza di griglia di disturbo del secondo stadio. La tensione Vn_2 efficace di disturbo alla griglia del secondo stadio vale:

$$Vn_2 = 2\,\sqrt{k\,T\,B\,R_2} \qquad [59]$$

la tensione Vn_1 equivalente di disturbo riportata a primario diviene:

$$Vn_1 = \frac{Vn_2}{A} = \frac{2\,\sqrt{k\,t\,B\,R_2}}{A} = 2\,\sqrt{k\,T\,B\,Req} \qquad [60]$$

dalle [59] e [60] si deduce:

$$Rcq = \frac{R_2}{A_2} \qquad [61]$$

La [61] serve per c a l c o l a r e la resistenza equivalente di disturbo in griglia dell'amplificatore RF a due stadi di figura 39. Supponiamo che i pentodi T_1 e T_2 siano i tubi che si sono sopra menzionati per la valutazione dell'effetto shot. Alla risonanza la resistenza di griglia di T_1 è di 150 Ω, mentre quelle alla griglia di T_2 è di 2 kΩ. Posto $A = 10$ l'amplificazione dello stadio RF, i valori delle resistenze equivalenti di disturbo in griglia valgono:

dalla [54]:	Resistenza di disturbo shot per il pentondo convertitore alla griglia del convertitore	13.440 Ω
	Resistenza di disturbo termico per il pentodo convertitore alla griglia del convertitore	2.000 Ω
	Resistenza di disturbo totale per il pentodo convertitore alla griglia del convertitore	15.440 Ω
dalla [61]:	Resistenza di disturbo del convertitore riportata alla griglia dell'amplificatore RF	155 Ω
dalla [52]:	Resistenza di disturbo shot dell'amplificatore RF alla griglia dell'amplificatore RF	1.680 Ω
	Resistenza di disturbo termico dell'amplificatore RF alla griglia dell'amplificatore	150 Ω
	Resistenza di disturbo totale equivalente alla griglia dell'amplificatore RF . . .	1.985 Ω

Il termine preponderante è 1680 Ω dovuto al disturbo shot, che da solo rappresenta l'85 % della resistenza equivalente totale di disturbo. Da qui risulta conveniente l'impiego di triodi amplificatori RF, per i quali la resistenza equivalente di disturbo shot è di appena 500 Ω, ossia minore di 1/3 di quella dei pentodi.

Dalla [61] appare utile aumentare il più possibile l'amplificazione dello stadio RF, allo scopo di ridurre il contributo di

disturbo del convertitore e quindi di migliorare il rapporto segnale/disturbo. Posto $B = 5$ MHz, la tensione efficace equivalente di disturbo alla griglia dell'amplificatore RF di fig. 39 a 40°C vale:

$$Vn = 2 \sqrt{1{,}37 \,.\, 10^{-23} \,.\, 1{,}985 \,.\, 10^{3} \,.\, 5 \,.\, 10^{6} \,.\, 293} = 12{,}6 \ \mu V\text{eff}$$

Per una buona ricezione occorre un rapporto segnale/di-

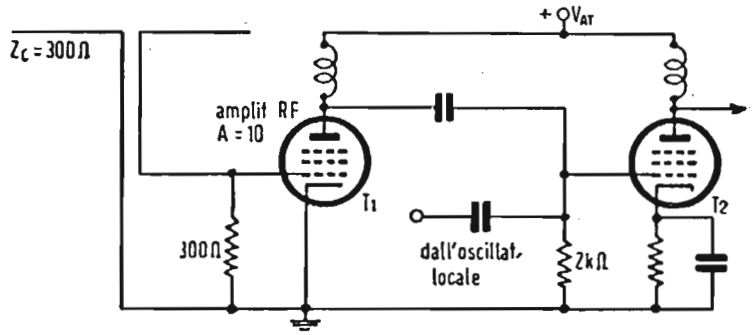


Fig. 39. — Stadi amplificatore RF e convertitore tipici per un ricevitore TV.

sturbo di almeno 30 a 1, ossia una tensione efficace di segnale utile di $12{,}6 \times 30 = 378 \ \mu V$eff.

In pratica, anzichè la resistenza equivalente di disturbo in griglia, si preferisce considerare la « *figura di disturbo* (F) » quando si vogliono paragonare vari ricevitori TV fra loro. Essa è definita come il rapporto della potenza segnale/disturbo ai terminali di antenna del ricevitore, alla potenza segnale/disturbo alla resistenza di carico di uscita. E' chiaro che $F = 1$ solo nel caso che il ricevitore non aggiunga disturbi propri a quelli immessi all'ingresso dell'antenna.

Considerando il ricevitore come un quadripolo con resistenza di entrata Ri e di uscita Rc (Rc = carico anodico dello amplificatore video) detta Vgen la tensione del generatore (antenna), detta anche A l'amplificazione di tensione del ricevitore, si ottiene per la figura F di disturbo:

$$F = \frac{V^2\text{gen}}{4\, Rc\, k\, T\, B} \cong \frac{A^2 V^2\text{gen}}{4\, Rc\, P\text{ud}} = \frac{P\text{ud}\, Rc}{A^2\, k\, T\, B\, Ri} \qquad [62]$$

dove Pud = potenza del disturbo in uscita.

La figura F è pure definibile come il rapporto della poten-

za attuale di uscita di disturbo Pud, alla potenza di uscita ideale del disturbo ($A^2\, kT\, B\, R$i); F si esprime in dB per rapporti di potenza.

Quando la linea di trasmissione termina sulla resistenza di fuga di griglia dell'amplificatore RF, il passaggio della resistenza equivalente di disturbo in griglia alla figura F è molto semplice. Se il disturbo alla griglia dell'amplificatore RF è generato dalla Req, l'attuale potenza di disturbo in uscita vale:

$$P\text{ud} = \frac{4\, k\, T\, B\, A^2\, R\text{eq}}{R\text{c}} \qquad [63]$$

allora la [62] fornisce:

$$F = \frac{4\, R\text{eq}}{R\text{i}} \qquad [64]$$

Per l'esempio precedentemente considerato in fig. 39, posto Ri = 300 Ω, Req = 1958 Ω la figura di disturbo vale:

$$F = \frac{4\ .\ 1985}{300} = 26{,}4 \text{ equivalente a } 14{,}23 \text{ dB.}$$

Consideriamo il caso in cui la griglia dell'amplificatore RF è alimentata dal secondario di un trasformatore adattatore fra i 300 Ω della linea di trasmissione e la resistenza secondaria di 2600 Ω; questo è il valore dell'impedenza della discesa di antenna vista dalla griglia dell'amplificatore RF. Per la [61] si ha:

il disturbo del convertitore alla griglia dell'amplificatore RF vale	155 Ω
il disturbo shot dell'amplificatore RF alla griglia dello amplificatore RF vale	1680 Ω
il disturbo termico dell'amplificatore RF alla griglia dell'amplificatore RF vale	1325 Ω
il disturbo totale equivalente, alla griglia dell'amplificatore RF vale:	3160 Ω

Per la [64] la figura F è data da:

$$F = \frac{4 \,.\, 3160}{2600} = 4{,}77 \text{ corrispondente ad appena } 6{,}79 \text{ dB.}$$

Si vede qui l'efficaca della bobina di antenna, che provvedendo ad amplificare il segnale prima dello stadio RF, produce un miglioramento 14,23 — 6,79 = 7,44 dB. Sui canali bassi si riesce ad ottenere $F \approx 4$ dB usando la bobina di antenna, il circuito cascode amplificatore RF e lo stadio invertitore a triodo.

LEZIONE L

CIRCUITI RF DEI RICEVITORI PER TV.

Fra la grande varietà dei circuiti a radiofrequenza adottati nei televisori, abbiamo scelto, per la descrizione che segue, alcuni casi tipici della produzione mondiale attuale. Precisamente esamineremo i seguenti 6 circuiti di « front end »:

I) Circuito con selezione dei canali a variazione a scatti di induttanza (RCA).

II) Circuito con selezione dei canali a variazione di lunghezza di linee accordate in quarto d'onda; stadi RF, oscillatore e mescolatore di tipo bilanciato (RCA).

III) Circuito con selezione di canali a variazione a scatti di induttanza, ottenuta con commutatore lineare (G.E.).

IV) Circuito con selezione di canali a variazione integrale dei circuiti accordati, ottenuta con commutatore a tamburo (« Turret »-Emerson).

V) Circuito con selezione dei canali a variazione continua di induttanza (Allen B. Du Mont Laboratories Inc.).

VI) Circuito con selezione dei canali a variazione di capacità nella banda bassa e in quella alta; il passaggio tra le due bande essendo ottenuto per commutazione integrale dei circuiti accordati (Philips).

Iniziamo ora la descrizione sommaria dei gruppi RF sopra menzionati e nell'ordine annunciato.

I) La fig. 40 rappresenta il gruppo RF dei ricevitori RCA Mod. 17T153, 17T155, 17T160, 17T174 e Mod. 21T176, 21T177, 21T178 e 21T179.

Fra i morsetti di antenna e le bobine di ingresso è interposta l'unità di adattamento di antenna, che consente di usare una linea di trasmissione in cavo coassiale 75 Ω mediante

le connessioni 1-4 e 2-5 sul bocchettone di entrata, ovvero in linea bifilare 300 Ω mediante la connessione 1-5. Questa unità contiene tre circuiti trappola: i primi due sono accordati rispettivamente alle frequenze 41,25 MHz e 45,75 MHz delle por-

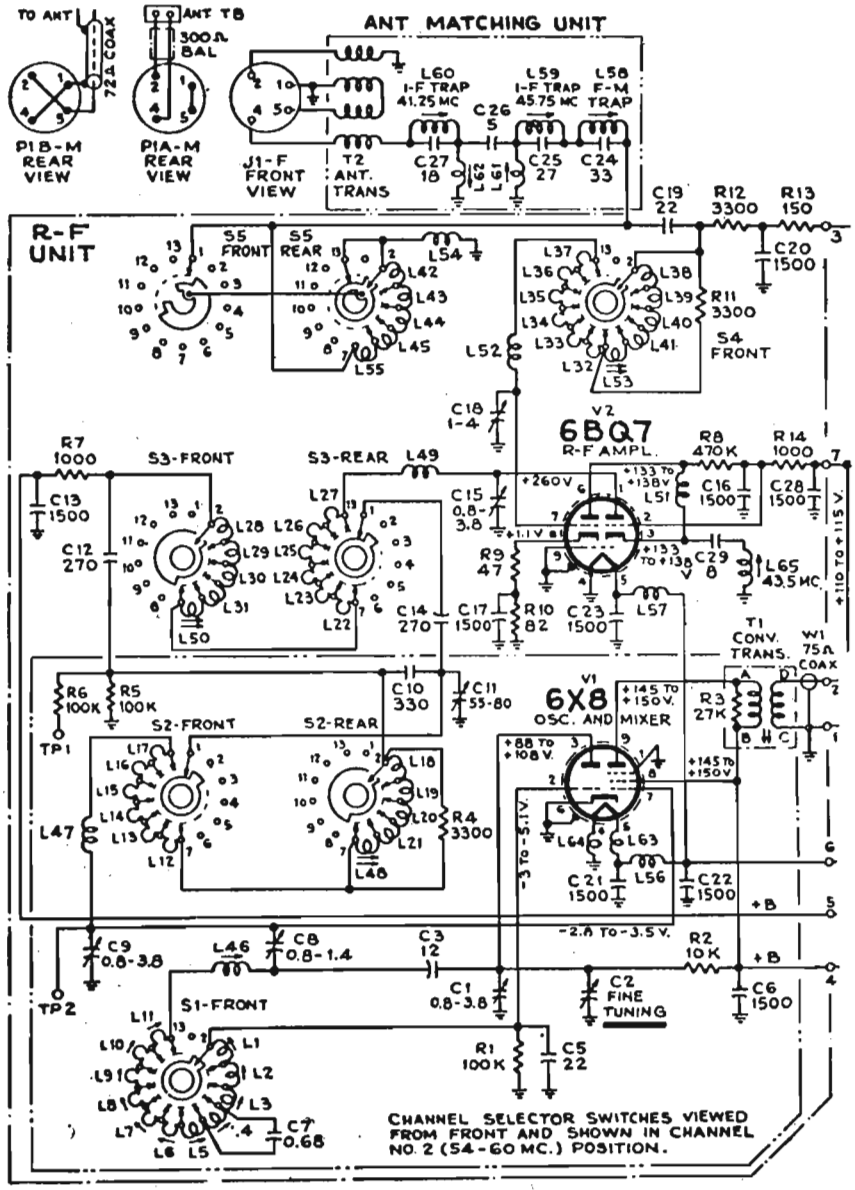


Fig. 40. — Unità RF di antenna, RCA. Commutatore visto dal davanti e rappresentato in posizione del canale n. 2 (54-60 MHz). (R in ohm e C in pF se non diversamente specificato).

tanti audio e video di media frequenza (FI); essi devono essere regolati in modo da ottenere un minimo di uscita dall'unità adattatrice, per queste due frequenze; il terzo circuito assorbe la tensione FI audio.

L'induttanza variabile L_{61} serve a determinare l'inizio della curvatura del diagramma di risposta a 52 MHz, mentre la L_{62} serve a rendere piano detto diagramma da 53 MHz in poi. L_{51} e L_{62} influiscono, perciò specialmente sulla taratura del 2° canale. La RCA raccomanda pertanto all'utente di non effettuare regolazioni dell'unità di adattamento, perchè ciò comporterebbe gravi attenuazioni di risposta, in particolare sul canale N. 2 menzionato.

Il gruppo è previsto per i 12 canali americani (dal 2° al 13°; il 1° è adibito ad altri servizi non TV), di larghezza 6 MHz ciascuno, con spaziatura 4.5 MHz fra le portanti video e audio e con la seguente disposizione delle frequenze:

	Canale N.	Portante video MHz	Portante audio MHz	Estensione del canale MHz	Frequenza oscillatore MHz
banda bassa	2	55,25	59,75	54 ÷ 60	101
	3	61,25	65,75	60 ÷ 66	107
	4	67,25	71,75	66 ÷ 72	113
	5	77,25	81,75	76 ÷ 82	123
	6	83,25	87,75	82 ÷ 88	129
banda alta	7	175,25	179,75	174 ÷ 180	221
	8	181,25	185,75	180 ÷ 186	227
	9	187,25	191,75	186 ÷ 192	233
	0	193,25	197,75	192 ÷ 198	239
	11	199,25	203,75	198 ÷ 204	245
	12	205,25	209,75	204 ÷ 210	251
	13	211,25	215,75	210 ÷ 216	257

FI audio 41,25 MHz - FI video 45,75 MHz.
Trappola video del canale adiacente successivo accordata a 39,75 MHz
Trappola audio del canale adiacente successivo accordata a 47,25 MHz.

Dall'unità adattatrice di antenna il segnale passa al gruppo RF vero e proprio. Esso consta di un amplificatore RF cascode costituito dal doppio triodo 6BQ7, V_2, dall'oscillatore e dal mescolatore costituiti dal triodo-pentodo 6X8, V_1.

La commutazione dei canali è ottenuta per variazioni a scatti di induttanza, con commutatore rotativo a 13 posizioni e 8 vie, realizzate mediante 5 sezioni: S_1, S_2, S_3, S_4, e S_5. L'ac-

coppiamento fra l'unità di antenna e la bobina di ingresso è capacitivo. Il segnale perviene alla griglia del preamplificatore RF attraverso la serie delle induttanze corrispondenti ai singoli canali, montate sulla sezione S_4 del commutatore (L_{38}, L_{39}, L_{40}, L_{41}, L_{53}, L_{32}, L_{33}, L_{34}, L_{38}, L_{36}, L_{37}, L_{52},). La commutazione dei canali avviene per mezzo del contatto centrale del commutatore, contatto che cortocircuita ad ogni scatto una porzione dell'avvolgimento. Le cinque bobine della banda bassa sono shuntate dalla resistenza R_{11} = 3,3 kΩ di smorzamento. Per questi cinque canali oltre all'accoppiamento capacitivo effettuato da C_{19} = 22 pF, si ha pure un accoppiamento induttivo ottenuto colle bobine primarie montate sulla faccia posteriore della sezione S_5 del commutatore (L_{42}, L_{43}, L_{44}, L_{45}, L_{55}, L_{54},).

Per i canali della banda alta mancano i primari di ingresso ed il segnale perviene direttamente alla griglia del preamplificatore attraverso le bobine L_{32}, L_{33}, L_{34}, L_{35}, L_{36}, L_{37}, L_{52},

Il compensatore C_{13} = 1 ÷ 4 pF è il condensatore di sintonia del preselettore. Alla griglia del primo triodo perviene anche la tensione continua del C.A.S. proveniente dal rivelatore audio e dallo stadio amplificatore del C.A.S. video. Dall'anodo del 1° triodo di V_2 il segnale viene portato sul catodo del 2° triodo dello stesso tubo. Questa 2 sezione è montata come amplificatore RF cascode con griglia a massa per le componenti alternate dei segnali. In effetto la griglia è r i t o r n a t a al + 110 ÷ + 115 V, perchè il relativo catodo è alla tensione anodica continua.

Il carico anodico della 2ª sezione di V_2 è costituito dal circuito accordato formato dal compensatore C_{15} = 0,8 ÷ 3,8 pF e dalla serie di bobine selezionabili montate sulla sezione S_3 del commutatore (L_{27}, L_{26}, L_{25}, L_{24}, L_{23}, L_{22}, L_{50}, L_{31}, L_{30}, L_{29}, L_{28},).

Tali bobine sono accoppiate al circuito pure accordato di griglia del tubo mescolatore sezione pentodo. Questo circuito è formato dal compensatore C_9 = 0,8 ÷ 3,8 pF e dalle bobine montate sulla sezione S_2 del commutatore (L_{18}, L_{19}, L_{20}, L_{21}, L_{48} L_{12}, L_{13}, L_{14}, L_{15}, L_{16}, L_{17}, L_{47},).

La sezione triodica di V_1 costituisce l'oscillatore locale a circuito Colpitts con catodo a massa. Le relative induttanze sono montate sulla sezione S_1 del commutatore L_1, L_2, L_3, L_4, L_5, L_6, L_7, L_8, L_9, L_{10}, L_{11}, L_{46},I condensatori di accordo sono C_1 = 0,8 ÷ 3,8 pF e C_2; C_2 è regolabile dall'esterno con manopola e costituisce il condensatore di sintonia fine. In placca

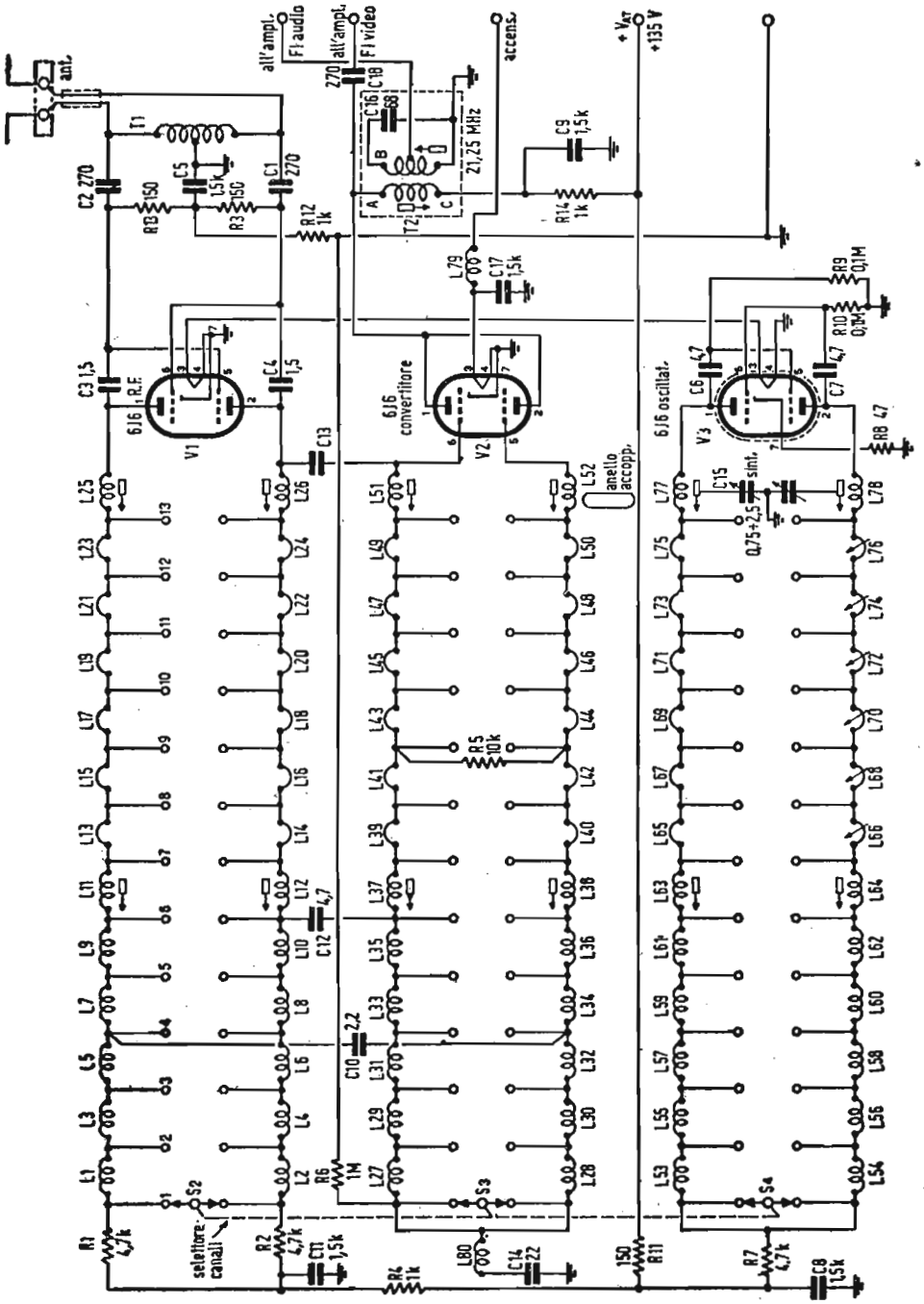


Fig. 41. — Unità RF, RCA, a linee in quarto d'onda bilanciate. (R in ohm e C in pF se non diversamente specificato).

del pentodo di V_1 è disposto il trasformatore T_1 di FI, il cui secondario serve a prelevare il segnale e a inviarlo sulla linea a bassa impedenza in cavo coassiale 75 Ω per l'accoppiamento al 1° trasformatore FI in griglia dello stadio successivo. Lo scopo del traslatore intermedio è quello di permettere di colle-

gare i segnali FI generati dall'unità RF ad un conveniente punto situato fuori di essa e quindi normalmente distanziato di almeno 10 cm; tale collegamento è possibile solo se effettuato a bassa impedenza.

II) La fig. 41 rappresenta lo schema elettrico del gruppo RF di un ricevitore RCA non recentissimo, ma interessante per l'uso degli stadi bilanciati. Esso comporta l'amplificatore RF, il mescolatore e l'oscillatore locale con controllo di sintonia fine, il trasformatore di placca del 1° rivelatore e il commutatore di canali a 13 posizioni. Il tubo oscillatore è provvisto di un pesante involucro per ridurre al minimo la microfonicità. Il commutatore è composto di 6 sezioni rotative, ciascuna a 13 posizioni; ogni stadio essendo bilanciato richiede due sezioni. In questo ricevitore l'unità RF esplica, come al solito la funzione di selezionare i segnali video e audio per il canale desiderato, di effettuare la conversione alle frequenze intermedie: 25,75 MHz per l'immagine, 21,25 MHz per il suono. La possibilità di accordo sull'intera gamma di 13 canali è ottenuta con l'uso di circuiti accordati formati da linee bilanciate in quarto d'onda, nella quali il cursore del commutatore di canali funge da barretta di corto circuito per variare la lunghezza risonante della linea. Sono impiegate 3 linee bilanciate montate ognuna su 2 sezioni; le 3 linee sono cortocircuitate rispettivamente dalle 3 barrette S_2, S_3, S_4. Spostando il cursore verso sinistra sullo schema si aggiunge induttanza a ciascun lato della linea in quarto d'onda, ottenendo in tal modo una lunghezza elettrica corrispondente a un quarto dell'onda del canale desiderato.

I terminali di antenna sono connessi attraverso un breve tratto di linea di trasmissione 300 Ω, all'impedenza T_1 di accoppiamento all'unità RF. T_1 è un'impedenza a presa centrale per fugare a massa i segnali di bassa frequenza, che possono venire captati dall'antenna, e che altrimenti verrebbero direttamente addotti alle griglie dei due triodi del tubo V_1 amplificatore RF, 6J6. C_1 e C_2 sono condensatori di isolamento dell'antenna. Il ritorno c.c. delle griglie è effettuato dalle resistenze R_2 e R_{13} di 150 Ω. Trattandosi di triodi è necessario bilanciare le capacità griglia-placca mediante i condensatori C_3, C_4 di neutralizzazione. Il circuito di placca dell'amplificatore RF è accordato con la rispettiva linea in quarto d'onda, costituita nel ramo superiore dalle induttanze dispari da L_1 a L_{25} e nel ramo inferiore dalle induttanze da L_2 a L_{26} incluse. Come si è detto que-

ste induttanze costituiscono una linea bilanciata in quarto di onda che può essere sintonizzata su una data banda di frequenze spostando il cursore di corto circuito lungo i conduttori. La lunghezza della linea esatta per il 13° canale americano (210 ÷ 216 MHz) si ottiene regolando le induttanze variabili L_{25} e L_{26}. Le induttanze da L_{13} a L_{23} e da L_{14} a L_{24} sono sezioni fisse di linea, che vengono sommate a L_{25} a L_{26} rispettivamente spostando il cursore verso sinistra per ottenere l'accordo sui canali della banda alta. Ciascuna di queste induttanze è fisicamente costituita da una piccola striscia d'argento non regolabile disposta fra i contatti delle sezioni del commutatore relativo, sull'anello metallico delle sezioni stesse. Ciascuna striscetta è tagliata in modo da coprire una canale di 6 MHz.

Le induttanze L_{11} e L_{12} sono regolabili per ottenere la saldatura fra il canale più basso (174 ÷ 180 MHz) della banda alta ed il canale più alto (82 ÷ 88 MHz) della banda bassa. L'accordo per i rimanenti 5 canali bassi è ottenuto sommando progressivamente le induttanze da L_1 a L_9 e da L_2 a L_{10}. Queste bobine sono avvolte sopra delle appendici sporgenti dalle sezioni del commutatore. R_1 e R_2 isolano la linea bilanciata dalla massa. La linea di griglia del convertitore funziona in modo del tutto analogo a quello dello stadio RF, con la resistenza $R_5 = 10$ kΩ di smorzamento. L'accoppiamento fra le linee RF e convertitrice è effettuato dai condensatori C_{10} e C_{12} e dalla vicinanza delle sezioni del commutatore sulle quali tali linee sono montate. In conclusione il circuito a RF consta di un amplificatore RF con circuito di ingresso non accordato, con impedenza costante 300 Ω, e di un circuito doppio accordato alla griglia del convertitore.

Lo stadio convertitore V_2 sfrutta il tubo doppio triodo 6J6 con le griglie alimentate in controfase dal segnale RF e dal segnale dell'oscillatore locale. L'uscita è presa dalle due placche connesse in parallelo dato che le medie frequenze generate, che sono il segnale desiderato, risultano tra loro in fase nel circuito anodico del convertitore, mentre i segnali non desiderati sono in opposizione nello stesso circuito e perciò si elidono a vicenda.

Il circuito risonante serie L_{80}, C_{14} è accordato sulla frequenza centrale del canale FI e costituisce una trappola per la frequenza intermedia, nel senso che mette a massa le griglie del convertitore per tale frequenza, impedendo effetti reattivi. La linea dell'oscillatore è simile alle altre, ma risuona rispet-

to alle linee RF e convertitrice a frequenza superiore del valore della media frequenza. Per sintonizzare ciascun canale sulla linea dell'oscillatore sono disposti dei nuclei di ottone filettati, in prossimità delle induttanze L_{66} e L_{76} di sintonia ad alta frequenza; tali nuclei vengono regolati durante l'allineamento del ricevitore; contemporaneamente altri nuclei sintonizzatori

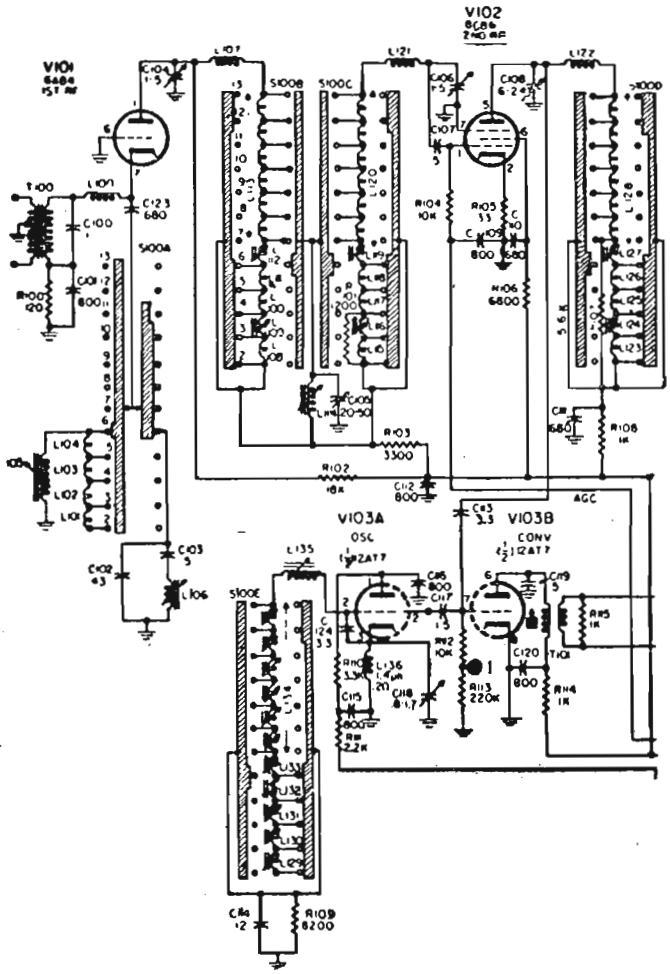


Fig. 42. — Unità RF, General Electric. Commutatore S100 rappresentato in posizione del canale n. 6 (82-88 MHz). (**R** in ohm e **C** in pF se non diversamente specificato).

di ottone vengono introdotti più o meno entro le induttanze da L_{54} a L_{62}.

Il condensatore di sintonia fine C_{15} è accessibile dal davanti del ricevitore ed acconsente una variazione da ± 0,3 MHz a ± 0,75 MHz della frequenza dell'oscillatore su tutti i canali. L'accoppiamento al convertitore è effettuato per mezzo di un circuito induttivo (link).

Per l'allineamento delle linee RF e convertitrice sono pre-

viste regolazioni solo sui canali 6 e 13, cioè gli ultimi delle bande bassa ed alta rispettivamente. Nell'allineare il ricevitore si avrà cura di regolare dapprima il canale 13. Pure sul canale 13 vengono regolate le induttanze variabili L_{25}, L_{26}, L_{51} e L_{52} fino ad ottenere la prescritta forma della curva di risposta RF.

Il controllo si esegue sui canali 8 e 13 e, se necessario, quest'ultimo può venire regolato di nuovo fino ad ottenere una risposta di 6 MHz per tutti i canali della banda alta. Successivamente si regolano le induttanze variabili L_{11}, L_{12}, L_{37} e L_{38} sul canale 6 e si controllano le curve di risposta dei primi sei canali.

III) La fig. 42 rappresenta l'unità RF dei mod. 20C150, 20C151 e 24C101 della General Electric. Il circuito è analogo a quello di fig. 40, ma il commutatore anzichè rotativo, consta di circuiti accordati sviluppati in linea retta. La selezione dei canali viene ottenuta spostando dei cursori pure in linea retta, che agiscono sopra contattiere alle quali fanno capo le induttanze parziali, stabilendo le necessarie connessioni.

L'amplificatore RF è a due stadi: il 1° è formato da un triodo 6AB4 (V_{101}) con griglia a terra; il circuito di ingresso, provvisto di adattatore T_{100} simmetrico-dissimmetrico per antenna con linea di trasmissione bilanciata 300 Ω, fa capo al catodo fornito della linea RF di entrata accordata per i soli canali della banda bassa. L_{106} è una trappola per ridurre i segnali interferenti alle medie frequenze (41 e 47 MHz) captati dal sistema di antenna. Questo tipo di interferenza può provocare ondulazioni mobili o barre diagonali sul quadro. Il circuito anodico di V_{101} comporta la linea RF accordata per tutti i 12 canali ed accoppiata all'altra linea RF di griglia del 2° stadio, alla quale griglia perviene anche la tensione continua del C.A.S. Il 2° stadio amplificatore RF è costituito dal pentodo 6CB6 (V_{102}) il cui carico anodico è formato da un'altra linea analoga alle due precedenti. L'accoppiamento fra stadio amplificatore RF e convertitore è ottenuto prelevando il segnale dall'anodo di V_{102} e riportandolo attraverso C_{113} = 3,3 pF direttamente in griglia del triodo V_{103B} convertitore.

L'oscillatore è costituito dalla sezione V_{103A} del doppio triodo 12AT7; è un circuito Colpitts con placca a massa. Il suo circuito accordato è costituito da una quarta linea disposta tra griglia e massa attraverso il gruppo R_{109}.

C_{114}. Il divisore di tensione capacitivo, cui è connesso il catodo, è formato dai condensatori C_{124} = 3,3 pF e C_{118} =

= 0,8 ÷ 1,7 pF; C_{118} è semifisso e costituisce il verniero di sintonia fine.

La 2ª sezione del tubo V_{103} forma lo stadio convertitore mescolatore. Alla sua griglia pervengono i segnali RF come si è detto sopra, ed il segnale dell'oscillatore attraverso C_{117} = = 1,5 pF. Il circuito anodico di V_{103B} comporta l'impedenza di carico accordata alla frequenza intermedia ed accoppiata al link per il trasferimento del segnale FI fuori dall'unità RF al 1° stadio dell'amplificatore FI dislocato sul telaio del ricevitore e quindi richiedente un accoppiamento a bassa impedenza con V_{103B}.

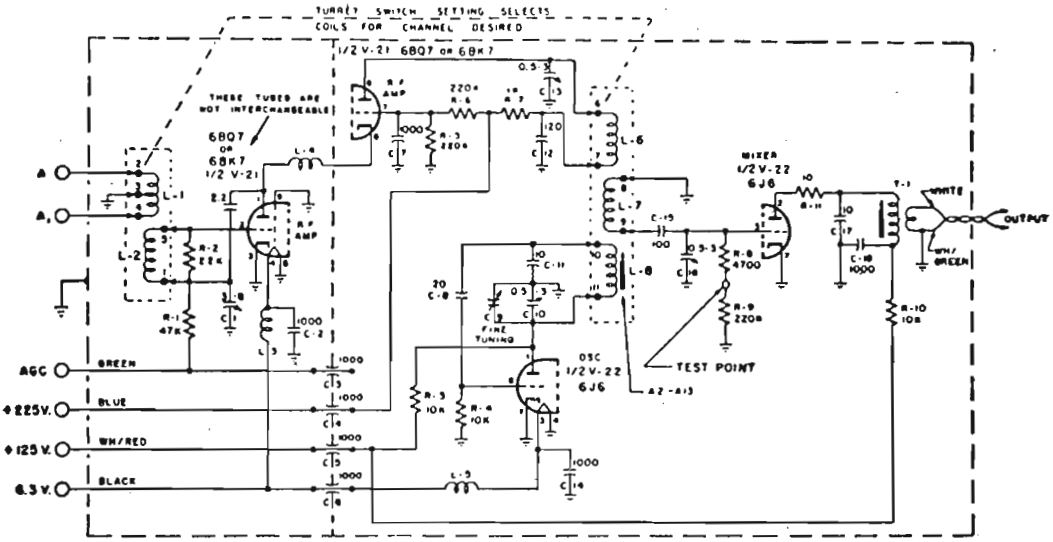


Fig. 43. — Unità RF, Emerson, a tamburo cat. 460 G81. Le induttanze L_1, L_2, L_6, L_7 e L_8 vengono sostituite dal tamburo per ogni singolo canale. (**R** in ohm e **C** in pF se non diversamente specificato).

Gli elementi regolabili per l'allineamento del gruppo RF sono: C_{104}, C_{106} *e* C_{108}, per il canale 7; L_{112}, L_{119} *e* L_{127}, per i canali 6, 5 e 4; L_{109}, L_{106}, *e* L_{124}, per i canali 3 e 2. C_{104}, C_{106}, e C_{108} devono essere ritoccati anche quando si sostituiscono i tubi elettronici rispettivi con altri nuovi, per compensare le inevitabili differenze di capacità esistenti fra tubo e tubo, differenze che possono alterare la messa in passo del gruppo RF, anche se generalmente esercitano una modesta azione sulla sua prestazione.

IV) In fig. 43 è rappresentato lo schema elettrico del gruppo RF cat. 470681 della Emerson e montato su vari modelli di ricevitori di questa Casa americana. La particolarità di questo gruppo stà nella realizzazione meccanica: invece di un com-

mutatore a sezioni si ha un commutatore a tamburo rotante, che sostituisce per ogni canale le induttanze L_1 e L_2 nel circuito di ingresso, le induttanze L_6, L_7 e L_8 nei circuiti di uscita dell'amplificatore RF, dell'oscillatore e del mescolatore.

Lo stadio preamplificatore costituito dalla 1 sezione del doppio triodo 6BQ7 (V_{21}) (che può essere sostituito dal doppio triodo 6BK7, coll'avvertenza che, non essendo i due tubi intercambiabili, la loro sostituzione richiede il riallineamento del gruppo) è alimentato da un trasformatore di antenna simmetrico-dissimmetrico in griglia, controllata dal C.A.S.

Dalla placca il segnale vien trasferito sul catodo della 2ª sezione dello stesso tubo, a costituire un circuito amplificatore cascode con griglia ritornata all'alta tensione, posto che il catodo è alla tensione di placca del 1° stadio. Il circuito dell'oscillatore è un Colpitts con catodo a massa; esso è provvisto del compensatore C_9 per la sintonia fine comune a tutti i canali. Il tubo che lo costituisce è la 1ª sezione di V_{22} doppio triodo 6J6 la cui 2ª sezione funge da stadio mescolatore. L'accoppiamento a quest'ultimo è induttivo sia per l'amplificatore RF, sia per l'oscillatore e ottenuto mediante la già ricordate induttanze L_6, L_7, e L_8. Nel circuito anodico del 2° triodo di V_{22} è disposto il trasformatore accordato alla frequenza intermedia, il quale, come al solito, offre una via di bassa impedenza al segnale FI, che in tal modo può pervenire senza inconvenienti al 1° stadio amplificatore di media frequenza, anche se questo è posto fuori dal blocco RF e ad una certa distanza da esso.

Il sistema selettore di canali a tamburo rotante (turret) offre degli indubbi vantaggi: riduzione al minimo delle capacità parassite; indipendenza delle gamme, essendo le bobine della gamma di lavoro completamente staccate da quelle delle altre gamme; semplificazione delle contattiere; semplicità di allineamento; sicurezza di funzionamento; facilità di sostituzione delle bobine di un canale con altre desiderate etc. L'ingombro di un'unità RF è solo di poco superiore a quello delle unità con commutatore a sezioni.

V) Un gruppo RF in cui l'accordo è ottenuto per variazione continua di induttanza, anzichè a scatti come tutti i gruppi fin qui esaminati, è quello dovuto alla Allen B. Du Mont e rappresentato in fig. 44.

I segnali provenienti dall'antenna pervengono ai morsetti di entrata del ricevitore per mezzo di una linea di trasmissione in cavo coassiale 72 Ω a basse perdite. La linea di trasmissione

è terminata dal circuito di ingresso sul catodo del tubo V_{101} doppio triodo tipo 6J6 amplificatore RF con griglia a terra, avente le due sezioni in parallelo. Questo circuito di ingresso è accoppiato alla linea di trasmissione mediante la induttanze L_{101}, L_{102}, L_{103}, e la capacità semifissa 8 ÷ 50 pF. Il circuito di entrata è quindi del tipo accordato per opera dell'induttanza variabile L_{102A}. La neutralizzazione della capacità griglia-placca del triodo V_{101} non è necessaria, dato che la griglia è a massa.

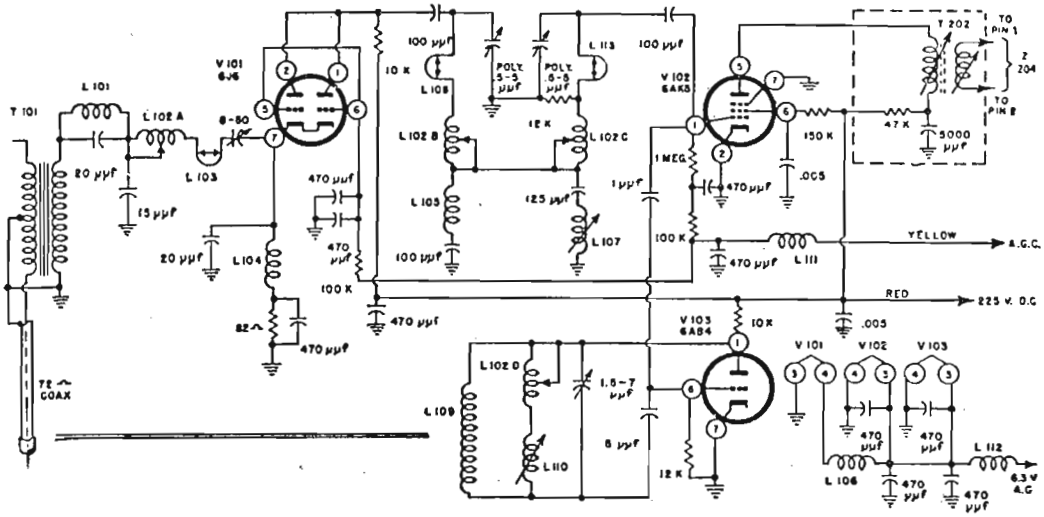


Fig. 44. — Unità RF, Allen B. Du Mont con sintonia a induttanza continuamente variabile (Inductuner a 4 circuiti). (**R** in ohm e **C** in pF se non diversamente specificato).

Le placche del triodo V_{101} sono accoppiate alla griglia del tubo 6AK5 mescolatore, per mezzo di un circuito accoppiatore a larga banda (6 MHz). Le induttanze variabili costituite dalla serie L_{105}, L_{102B}, L_{108} e dalla serie L_{107}, L_{102C}, L_{113}, si accordano sulle frequenze del canale desiderato con le capacità proprie dei tubi, del circuito accoppiato capacitivo costituito dai due condensatori fissi 100 pF e dai due compensatori 0,5 ÷ 5 pF. La resistenza 10 kΩ in placca di V_{101} abbassa sensibilmente il Q delle bobine, così che il complesso dei due circuiti accordati ammette una banda passante molto larga. L'oscillazione localmente generata viene accoppiata alla griglia del mescolatore attraverso la capacità 1 pF. L'oscillatore locale è costituito da un triodo 6AB4 (V_{103}) a da un circuito ultraudion, cioè del tipo Colpitts dove però il divisore capacitivo di tensione è formato dalle capacità interelettrodiche placca-catodo e griglia-catodo del tubo stesso. La frequenza dell'oscillatore viene va-

riata spostando la presa sull'induttanza L_{102D}, che corto circuita una frazione dalla bobina.

L'induttanza in parallelo L_{109} diminuisce l'induttanza del circuito per modo che l'oscillatore locale può essere accordato alla frequenza superiore rispetto a quella del segnale applicato all'ingresso in antenna. L'induttanza L_{109} e la capacità semifissa 1,5 ÷ 7 pF sono regolate in fabbrica per l'adattamento e la messa in passo col circuito di placca di V_{101}. Lo stadio convertitore mescolatore costituito dal pentodo 6AK5 (V_{102}) non presenta particolarità degne di nota.

Il campo di frequenza coperto da questo « inductuner » a 4 circuiti accordati e regolabili insieme va da 54 a 215 MHz, copre cioè con continuità tutta la gamma TV dalla banda bassa a quella alta. L'« inductuner » consta di 4 induttanze variabili separate, calettate sopra uno stesso asse, analogamente alle sezioni di un condensatore variabile. Ciascuna bobina del gruppo ha 10 spire; la rotazione dell'albero provoca il corto circuito continuo delle spire, che non devono essere inserite nel circuito accordato, ottenendo una variazione di induttanza da 0,02 μH a 1 μH. Con 10 rotazioni complete dello alberino si ottiene quindi la variazione di induttanza, che ricopre, come si è detto, la intera banda TV. Come si vede il rapporto fra la induttanza massima e la minima è di 50 a 1, estremamente alto e rende sfruttabilissimo il gruppo RF. Il rapporto fra le frequenze massima e minima è di 216/54 = 4, perciò il rapporto richiesto per le induttanze corrispondenti è di 16, perchè le frequenze stanno fra loro come le radici quadrate delle induttanze. Non si deve però dimenticare la presenza delle capacità parassite, che costituiscono una limitazione alla frequenza massima raggiungibile con un certo gruppo di accordo. Ad ogni modo il rapporto 50 a 1 sopra menzionato è eccessivo, ragione per cui si deve disporre in serie alle induttanze variabili un'induttanza fissa in ogni circuito: L_{101} nel circuito di ingresso, L_{105}, nel circuito anodico di V_{101}, L_{107}, nel circuito di griglia di V_{102}, L_{110}, nel circuito dell'oscillatore V_{103}.

VI) La figura 45 mostra lo schema elettrico del selettore di canali Philips tipo AT7501. La sua principale caratteristica è che la selezione dei canali è ottenuta con induttanze fisse e con condensatore variabile. L'ingresso del gruppo è adattato ad una linea 300 Ω comprendente due condensatori (C_{43} e C_{43a} di 1500 pF per evitare che l'antenna venga in diretto contatto con

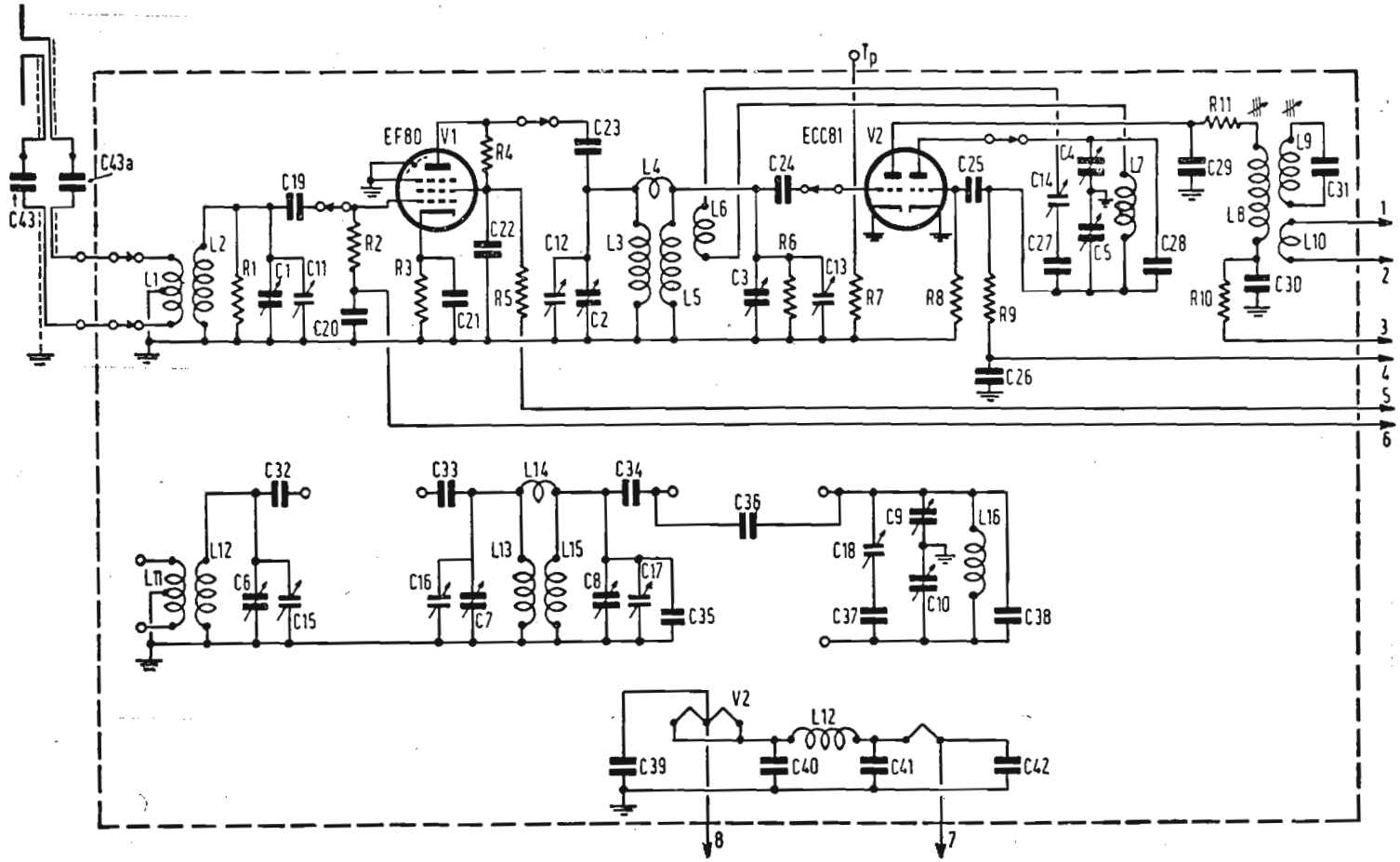


Fig. 45. — Unità RF Philips, a sintonia con condensatore variabile. Elenco dei resistori e condensatori: R_1 = 1,2 kohm; R_2 = 10 kohm; R_3 = 120 ohm; R_4 = 3,9 kohm; R_5 = 1 kohm; R_6 = 4,7 kohm; R_7 = 0,1 Mohm; R_8 = 22 kohm; R_9 = 4,7 kohm; R_{10} = 1 kohm; R_{11} = 100 ohm; $C_1 \div C_{10}$ capacità variabile di sintonia; $C_{11} \div C_{12}$ = 1 ÷ 5 pF capacità variabile di sintonia fine; C_{19} = 68 pF; C_{20} = 820 pF; C_{21} = 68 pF; C_{22} = 820 pF; C_{23} = 68 pF; C_{24} = 68 pF; C_{25} = 27 pF; C_{26} = 820 pF; C_{27} = 68 pF; C_{28} = 4,7 pF; C_{29} = 6,8 pF; C_{30} = 820 pF; C_{31} = 12 pF; C_{32} = 18 pF; C_{33} = 68 pF; C_{34} = 68 pF; C_{35} = 2,2 pF; C_{36} = 2,7 pF; C_{37} = 68 pF; C_{38} = 3,9 pF; C_{39} = 820 pF; C_{40} = 820 pF; C_{41} = 820 pF; C_{42} = 820 pF.

un capo della rete di alimentazione c.a., dato che il gruppo RF è previsto per essere montato in un telaio senza trasformatore di alimentazione e quindi con la massa collegata ad un polo della rete. E' pure possibile l'adattamento dell'ingresso ad una linea di trasmissione in cavo coassiale 75 Ω.

Lo stadio amplificatore RF è costituito dal pentodo EF80 (V_1), il cui carico anodico consta di un trasformatore a doppio circuito accordato, con accoppiamento induttivo L_4 disposto fra i lati caldi delle due bobine. La banda passante totale è di circa 9 MHz su tutti i canali, ossia molto larga; la selettività del ricevitore è perciò affidata integralmente ai circuiti FI. Un doppio triodo ECC81 (V_2) funge con la 1ª sezione da mescolatore convertitore, colla 2ª sezione da oscillatore tipo Colpitts. Per la banda bassa l'iniezione del segnale dell'oscillatore nel mescolatore è ottenuto con un ponte induttivo, mentre per la banda alta l'accoppiamento è capacitivo, tramite C_{36} = 2,7 pF. I compensatori da C_{11} a C_{18} permettono la regolazione fine della sintonia. I circuiti RF e dell'oscillatore sono commutati integralmente nel passaggio dalla banda bassa a quella alta e viceversa, per mezzo di un commutatore lineare, che provoca i contatti opportuni, comandato da un albero rotante. Il passaggio tra le due bande è ottenuto automaticamente mediante un'opportuna sagomatura di un disco calettato sull'asse del gruppo e che dà l'indicazione di tutti i canali. Questo tipo di gruppo ha quindi caratteristiche intermedie fra i tipi a commutatore rotante a sezione e quelli a tamburo.

Il circuito anodico del triodo mescolatore comprende il primario L_8 del trasformatore FI, da accoppiarsi al secondario dislocato in griglia del 1° stadio di media frequenza, per mezzo del ponte a bassa impedenza L_{10}. Il circuito L_9, C_{31}, pure incluso nell'unità RF, forma una trappola accordata a 16,75 MHz, per evitare modulazione di ampiezza del segnale audio conseguente alla modulazione di frequenza. Le FI generate sono 23,75 MHz per il video e 18,25 MHz per l'audio, data la spaziatura di 5,5 MHz fra le portanti video e suono del sistema europeo.

Per l'allineamento dei circuiti FI compresi nel gruppo e per quelli successivi fuori del gruppo il segnale deve essere applicato nel punto di taratura segnato *T*p in fig. 45. I circuiti che vengono commutati dal selettore sono quelli segnati in basso nella figura; riguardano cioè tutte le bobine RF e componenti associati, sia del circuito di ingresso, sia in quelli di accoppia-

mento fra l'amplificatore RF ed il convertitore, sia infine nell'oscillatore locale.

Il gruppo cat. AT501 è previsto per i 10 canali europei di larghezza 7 MHz ciascuno.

La commutazione dei singoli canali in ciascuna delle due bande è ottenuta per variazione della capacità di accordo. Il gruppo è infatti munito di un condensatore variabile a 10 sezioni, 5 per ogni banda, intorno al quale sono disposti i circuiti RF. Il commutatore a 10 scatti porta il variabile in 10 posizioni diverse, ricoprendo in tal modo tutti i 10 canali delle bande TV europee. La rotazione è continua nei due sensi, così che è rapido il ritrovamento del canale desiderato. Il gruppo viene però bloccato da due arresti di fine corsa, quando è montato nei ricevitori a proiezione, dove esigenze di telecomando impediscono la rotazione continua del commutatore. I compensatori da C_{11} a C_{18} che realizzano la sintonia fine sono calettati sopra un albero cavo concentrico all'albero principale del selettore.

I pregi qualitativi del gruppo RF Philips sono i seguenti:

1) Rapidità di stabilire la perfetta sintonia, dovuta al sistema di accordo fine, che riguarda tutti i circuiti simultaneamente, nonchè alla precisione della costruzione meccanica.

2) Il commutatore di banda è del tipo strisciante linearmente ed è provvisto di contatti d'argento, che si mantengono automaticamente puliti. L'ampiezza delle superfici di contatto assicura la perfetta stabilità dei contatti elettrici. Un vantaggio sensibile è offerto dal fatto che i contatti vengono variati solo nel passaggio da una banda all'altra, e quindi sono ridotti quantitativamente al minimo, per cui solo una parte della corrente del circuito scorre attraverso i contatti stessi.

3) La deriva di frequenza dell'oscillatore è mantenuta minima grazie all'uso di speciali condensatori a compensazione di temperatura.

4) La stabilità è resa massima e le perdite sono rese minime dalla sospensione delle lamine dello statore e dei vari circuiti su appositi sostegni di materiale ceramico di alta qualità.

5) Altri fattori che favoriscono la stabilità sono la saldatura sull'asse delle lamine dei rotori dei condensatori variabili e l'uso di condensatori fissi esclusivamente di tipo ceramico a basse perdite.

6) Per ridurre la tendenza alla microfonicità le lamine del

variabile a doppio statore (split stator) sono di spessore doppio di quello delle altre sezioni.

7) Buona curva di risposta.

8) Bassa irradiazione e bassa figura di disturbo (rumore di fondo ecc.).

9) Alta sensibilità.

10) Il guadagno intenso come rapporto.

$$A = 20 \log \frac{\text{Tensione } FI \text{ ai capi di } Rs}{\text{Tensione di ingresso}}$$

con $Rs = 3{,}9\ k\Omega$, è maggiore di 18 sui canali bassi e maggiore di 12 sui canali alti.

Lo stesso tipo di gruppo RF viene fornito dalla Philips anche per gli 8 canali italiani.

Sotto quest'ultima forma il gruppo Philips si diffuse rapidamente in Italia, essendo stato adottato da vari costruttori, che per esigenze di tempo o per altri motivi, non erano in grado di affrontare la produzione integrale dei ricevitori televisivi ed iniziarono quindi le prime serie dei loro apparecchi montando il gruppo in oggetto.

Domande alle quali l'allievo deve rispondere

NORME. — Per ogni domanda, sono già indicate quattro risposte, (**a**, **b**, **c**, **d**) una delle quali è l'esatta. L'allievo dovrà segnare con un tratto a penna o matita una delle quattro lettere **a**, **b**, **c**, **d**, riportate nella colonna a fianco della domanda per indicare qual'è la risposta da lui ritenuta esatta.

ESEMPIO

(la risposta **d** è quella ritenuta esatta) a): b): c): ~~d)~~

DOMANDA	RISPOSTE (segnare quella che ritiene esatta)
1. Qual'è il massimo valore della tensione alternata, che conviene non superare, per la generazione dell'E.A.T. partendo dalla tensione di rete? **a)** 2000; **b)** 5000 V; **c)** 10.000 V; **d)** 30.000 V.	a): b): c): d)
2. In un duplicatore di tensione con circuiti di entrata e di uscita non aventi una massa comune, quale inconveniente può verificarsi? **a)** ronzìo e scariche tra catodo e filamento dei tubi nei ricevitori senza trasformatore di alimentazione; **b)** rapido logorìo dei condensatori; **c)** maggiore variazione della tensione di uscita al variare della tensione di entrata; **d)** necessità di due resistenze di carico.	a): b): c): d)
3. In un alimentatore con oscillatore RF la frequenza è: **a)** del tutto arbitraria; **b)** determinata dall'induttanza del secondario risonante sulla capacità distribuita del circuito; **c)** determinata dall'induttanza e capacità propria del primario; **d)** dipendente dal valore dell'E.A.T. che si vuol generare.	a): b): c): d)
4. Come conviene assumere l'induttanza della bobina deviatrice orizzontale in un alimentatore E.A.T. per impulso di ritorno? **a)** la più grande possibile; **b)** la più piccola possibile; **c)** eccessivamente alta per non aumentare	

il tempo di ritorno; **d)** molto bassa per diminuire la capacità di regolazione. **a): b): c): d)**

5. Quanti raddrizzatori occorrono per triplicare la tensione ottenibile con un alimentatore per impulso di ritorno?
a) 2; **b)** 3; **c)** 4; **d)** 5. **a): b): c): d)**

6. Qual'è il vantaggio offerto dal circuito resistivo di ingresso di un ricevitore TV?
a) la possibilità di variare a piacere il valore dell'impedenza di entrata; **b)** la buona amplificazione ottenibile; **c)** la facilità di misura dell'impedenza di entrata; **d)** la semplicità e la corretta terminazione della linea di trasmissione a tutte le frequenze. **a): b): c): d)**

7. Qual'è il vantaggio offerto dal circuito di ingresso a induttanza di un ricevitore TV?
a) la reiezione delle interferenze e la sopraelevazione della tensione del segnale; **b)** la facilità di adattamento alla linea di trasmissione di antenna; **c)** la neutralizzazione della capacità griglia-catodo del tubo di ingresso; **d)** la determinazione a volontà della curva di risposta del ricevitore. **a): b): c): d)**

8. Alle altissime frequenze si preferiscono per gli stadi preamplificatori RF:
a) i pentodi per la maggior amplificazione ottenibile; **b)** i pentodi per il loro basso rumore di fondo; **c)** i triodi per il buon rapporto segnale-disturbo; **d)** i triodi perchè possono venir neutralizzati. **a): b): c): d)**

9. Il guadagno di un amplificatore RF con due tubi in parallelo, rispetto ad uno stadio con un singolo tubo, risulta:
a) dimezzato; **b)** raddoppiato; **c)** invariato; **d)** aumentato o diminuito a seconda dei casi. **a): b): c): d):**

10. Come deve assumersi l'impedenza riflessa al primario del circuito di ingresso di tipo induttivo?
a) uguale all'impedenza caratteristica della linea di trasmissione alla risonanza; **b)** induttiva sotto la frequenza di risonanza; **c)** capacitiva sopra la frequenza di risonanza; **d)** uguale alla resistenza di griglia del tubo amplificatore. **a): b): c): d)**

11. Per diminuire la deriva di frequenzza dell'oscillatore locale conviene:
a) usare un triodo anzichè un pentodo come oscillatore; **b)** evitare le variazioni di temperatura e usare componenti compensati termicamen-

te; **c)** alimentare il tubo oscillatore con basse tensioni; **d)** scegliere un tubo a piccole capacità interelettrodiche.

a); b); c); d);

12. Perchè alle altissime frequenze il circuito Hartley non è consigliabile?
a) perchè l'induttanza, essendo troppo piccola, è irrealizzabile; **b)** perchè dà luogo a tre possibilità diverse di oscillazione; **c)** perchè è caduto in disuso; **d)** perchè l'oscillazione si disinnesca facilmente.

a); b); c); d);

13. Perchè alle altissime frequenze il circuito Colpitts è preferito?
a) perchè diminuisce il tempo di transito elettronico; **b)** perchè non richiede bobine a presa centrale e quindi è di facile construzione; **c)** perchè ha piccola deriva di frequenza; **d)** perchè dà luogo ad una sola frequenza di oscillazione.

a); b); c); d);

14. Quale inconveniente presenta un oscillatore con catodo a massa?
a) non può essere polarizzato automaticamente; **b)** oscilla con difficoltà; **c)** richiede che entrambi gli estremi del circuito accordato siano isolati da massa; **d)** richiede una bobina di arresto RF.

a); b); c); d);

15. Qual'è il pregio principale del circuito ultraudion?
a) l'economia di condensatori; **b)** l'alto rapporto **L/C** che riduce le perdite; **c)** la facilità di innesco dell'oscillazione; **d)** l'indipendenza dal tipo di tubo oscillatore.

a); b); c); d);

16. Perchè nel processo di cambiamento di frequenza, l'inviluppo di moluzione è conservato nel segnale a media frequenza?
a) perchè l'ampiezza del segnale FI è proporzionale a quella del Segnale RF; **b)** per effetto della 1ª rivelazione; **c)** non è vero: l'inviluppo si ritrova distorto nel segnale FI; **d)** è vero, solo se l'oscillatore è a frequenza più alta del segnale RF.

a); b); c); d);

17. L'accoppiamento fra oscillatore e mescolatore deve essere:
a) il più stretto possibile; **b)** capacitivo e induttivo insieme; **c)** tale da non caricare troppo l'oscillatore; **d)** il più lasco possibile.

a); b); c); d);

18. Quale inconveniente nasce dall'eccessivo accoppiamento fra oscillatore e mescolatore?
a) facilità di trascinamento dell'oscillatore da parte di forti segnali d'ingresso; **b)** distorsione del segnale convertito per sovraccarico del convertitore; **c)** insufficiente polarizzazione per falla di griglia del convertitore; **d)** spegnimento dell'oscillazione.

a); b); c); d);

19. Come si può valutare la distanza dal ricevitore di un ostacolo che produce immagini fantasma per riflessione?
a) conoscendo l'ubicazione del trasmettitore e individuando gli ostacoli che intercedono fra esso e il ricevitore; **b)** misurando la distanza fra l'immagine originale e quella per riflessione; **c)** non si può valutare tale distanza; **d)** ricevendo separatamente le due immagini.

a): b): c): d)

20. Perchè la rumorosità di un resistore è detta « disturbo termico »?
a) perchè il quadrato del valore efficace della tensione di disturbo è proporzionale alla temperatura assoluta; **b)** perchè la resistenza si riscalda al passaggio della corrente; **c)** perchè produce lo stesso effetto di un filamento incandescente; **d)** perchè la potenza del segnale dovuto alla rumorosità si dissipa in calore.

a): b): c): d):

Domande e risposte su argomenti trattati nelle lezioni XLV, XLVI, XLVII, XLIX e L; Dispense 27, 28 e 29.

DOMANDE

1. Qual'è la relazione fra il guadagno **G** e la larghezza di banda **B** di un amplificatore con accoppiamento ad un singolo circuito accordato?

2. Qual'è la relazione fra il guadagno **G** e la larghezza di banda **B** di un amplificatore con accoppiamento a doppio circuito accordato?

3. Qual'è l'espressione del guadagno **G** di un amplificatore con griglia a terra in funzione dei parametri μ, r_p del tubo e delle resistenze R_s del generatore del segnale applicato, e R_c di carico anodico?

4. Qual'è l'espressione del guadagno **G** di un amplificatore con placca a massa, funzionante da trasferitore catodico? ?

5. Qual'è l'espressione del guadagno **G** di un circuito cascode in funzione del fattore μ, della resistenza r_p interna c.a. di placca dei due tubi supposti identici, e della resistenza di placca di carico R_c del 2° tubo?

RISPOSTE

1. Il guadagno è dato dal rapporto della conduttanza mutua g_m dello stadio alla reattanza della capacità distribuita **C** del circuito alla frequenza massima della banda passante. La relazione richiesta è quindi:

$$G = \frac{g_m}{2 \pi C B}$$

in cui **C** è data dalla somma della capacità di uscita del tubo precedente, della capacità di entrata del tubo seguente il circuito accordato di accoppiamento, di almeno 5 pF che tengono conto della capacità della filatura e dell'effetto Miller. **C** vale generalmente 15 ÷ 20 pF.

2. Dette g_m la conduttanza mutua del tubo e **C** la capacità distribuita di accordo, la relazione richiesta è analoga a quella della domanda 1, ma l'espressione riportata nella risposta 1 deve essere moltiplicata per un fattore che tiene conto del grado di accoppiamento dei due circuiti accordati sulla stessa frequenza:

$$G = \frac{g_m}{2 \pi C B} \cdot \frac{1}{2} \sqrt{\gamma^2 + 2 \gamma - 1}$$

in cui γ è il coefficiente di accoppiamento relativo, ossia il rapporto del coefficiente di accoppiamento attuale a quello dell'accoppiamento critico.
Detto **A** il guadagno relativo, cioè il rapporto del guadagno attuale al guadagno di risonanza, il fattore γ può essere espresso così:

$$\gamma = \frac{1 \pm \sqrt{1 - A^2}}{A}$$

L'espressione sopra scritta per **G** dice che il guadagno è indipendente dalla frequenza di risonanza, quando sono costanti la capacità di accordo **C**, la larghezza di banda **B**, la transconduttanza g_m ed il coefficiente di accoppiamento relativo γ. Se $\gamma = 2$ e **C** è i 2/3 della capacità di accordo di un singolo circuito accordato, col doppio circuito si ha, a parità di **B**, un guadagno doppio che nel caso di un solo circuito. Se $\gamma = 1$ il guadagno è all'incirca uguale nei due casi.

3. L'espressione richiesta è la seguente:

$$G = \frac{1 + \mu}{1 + r_p/R_c + (R_s/R_c)(1 + \mu)}$$

in cui: μ = fattore di amplificazione del tubo; r_p = resistenza di placca per c.a. del tubo; R_c = resistenza di carico anodico del tubo; R_s = resistenza interna del generatore del segnale applicato all'ingresso dell'amplificatore.
G diviene massimo e uguale a $1 + \mu$ per R_c tendente a infinito, o per r_p e R_s tendenti insieme a zero. Se $R_s = R_c$ si ha $G < 1$, allora si deve fare in modo che R_c sia assai maggiore di R_s.
La seguente tabella fornisce il guadagno di un amplificatore con griglia a terra per i tipi di tubi più comunemente usati:

Tipo di tubo	R_c = 0,1 MΩ R_s = 1 kΩ	R_c = 4 kΩ R_s = 50 Ω	R_c = 4 kΩ R_s = 0
triodo a medio μ	16,80	9,28	10,50
triodo ad alto μ	45,7	13,91	16,83
pentodo	81,1	15,92	19,87

4. Detto μ il coefficiente di amplificazione del tubo, r_p la resistenza interna c.a. di placca dello stesso, R_k la resistenza di catodo ai capi della quale si raccoglie la tensione di uscita, l'espressione richiesta è la seguente:

$$G = \frac{1}{1 + (1/\mu)(1 + r_p/R_k)}$$

dalla quale si deduce che $G = 1$ solo per μ tendente a infinito, in

tutti gli altri casi **G** è minore di 1, cioè lo stadio non amplifica mai; la sua uscita può al massimo essere uguale all'entrata, e ciò solo in un caso ideale. Per r_p/R_k tendente a infinito, **G** tende a zero, è allora conveniente assumere R_k grande e r_p piccolo.
La seguente tabella fornisce il guadagno di un trasferitore catodico in funzione della resistenza di catodo per i tipi più comuni di tubi amplificatori:

Tipo di tubo	R_k = 0,1 MΩ	R_k = 4 kΩ	R_s = 50 Ω
triodo a medio μ	0,951	0,909	0,198
triodo ad alto μ	0,988	0,943	0,199
pentodo	0,998	0,952	0,20

L'uso del trasferitore catodico è giustificato quando si desideri usarlo come trasformatore di impedenza, o come isolatore fra due circuiti. Per esempio risulta molto utile per accoppiare l'uscita ad alta impedenza del circuito anodico di uno stadio di un trasmettitore ad un cavo coassiale a bassa impedenza (72 o 50 Ω). In quest'ultimo caso il guadagno è dato approssimativamente dalla semplice relazione: $G = g_m R_k$.

5. L'espressione richiesta è la seguente:

$$G = \frac{\mu (1 + \mu)}{1 + (r_p/R_c)(2 + \mu)}$$

da cui si deduce che il massimo guadagno teorico è $\mu (1 + \mu)$; questa condizione è però irrealizzabile in pratica. Il guadagno del circuito cascode è molto maggiore di quello di un singolo stadio amplificatore con griglia a massa solo quando r_p è piccola ed R_c è alta, come risulta dalla seguente tabella:

Tipo di tubo	R_c = 0,1 MΩ	R_c = 4 kΩ	R_c = 50 Ω
triodo a medio μ	223	18,26	0,2385
triodo ad alto μ	472	19,77	0,2476
pentodo	500	19,99	0,2499

Il maggior pregio del circuito cascode è la bassa figura di disturbo e trova largo impiego come primi due stadi RF dei ricevitori televisivi.

Autorizzazione del Tribunale di Milano 16-1-61 - N. 5502 del Registro
Direttore responsabile ALFONSO GIOVENE - Proprietà della Editrice Il Rostro
Distribuzione in abbonamento postale - Gruppo II
Distribuzione STE - Milano

CORSO
TEORICO - PRATICO DI
TELEVISIONE

DISPENSA

N 30

SOMMARIO

Chiave per le risposte alle domande della DISPENSA n. 29 (Lezioni XLV, XLVI, XLVII, XLVIII, XLIX e L).

LEZIONE LI:

Il ricevitore televisivo — Il ricevitore intercarrier — Pregi e difetti del sistema intercarrier — La curva di risposta del ricevitore televisivo.

LEZIONE LII:

Gli stadi di frequenza intermedia (FI) video — Risposta a FI video — Larghezza di banda — Ricezione del segnale audio — Compensazione per la trasmissione con banda laterale parzialmente soppressa — Scelta della FI — Sintonia a circuiti sfalsati — Accoppiamento a trasformatore con doppio circuito accordato.

TUTTI I DIRITTI RISERVATI ALLA
EDITRICE IL ROSTRO - MILANO

TIPOGRAFIA EDIZIONI TECNICHE - MILANO - VIA BALDO DEGLI UBALDI, 6

Chiave per le risposte alle domande della dispensa 29ª (lezioni XLV, XLVI, XLVII, XLVIII, XLIX e L)

Numero della domanda	Risposta esatta	Numero della domanda	Risposta esatta
1	c)	11	b)
2	a)	12	b)
3	b)	13	d)
4	c)	14	c)
5	d)	15	b)
6	d)	16	a)
7	a)	17	c)
8	c)	18	a)
9	b)	19	b)
10	a)	20	a)

LEZIONE LI

IL RICEVITORE TELEVISIVO

Il segnale che perviene ai morsetti di entrata (attacco dell'antenna) del ricevitore consta della portante video modulata in ampiezza col sistema a banda laterale parzialmente soppressa, e della portante audio modulata in frequenza. Questo segnale subisce l'amplificazione di eventuali stadi amplificatori a RF, quindi la conversione in FI operata dall'apposito stadio mescolatore e primo rivelatore. L'oscillatore locale fa battimento con entrambe le portanti video e audio generando all'uscita dello stadio convertitore due frequenze intermedie distinte: la FI video e la FI audio. Da questo punto in poi i due segnali di visione e quello sonoro seguono due vie separate.

Il canale video (1ª via) contiene dei circuiti trappola per la attenuazione del segnale di FI audio ivi presente e che, se si propagasse nel canale video, raggiungerebbe il tubo catodico producendo interferenze sullo schermo luminoso. Il segnale di uscita dell'amplificatore di FI video (comprende generalmente 3 o 4 stadi) perviene allo stadio rivelatore video (2° rivelatore) e rivelatore per il C.A.S. (controllo automatico di sensibilità): entrambe queste funzioni possono essere assolte da un unico tubo doppio diodo, ovvero da cristalli di germanio. Il rivelatore video porta il segnale della visione all'amplificatore a video frequenza, che alimenta il tubo catodico col suo segnale di uscita applicato all'elettrodo di controllo (griglia o catodo a seconda della polarità del segnale rivelato). L'amplificatore a video frequenza consta di 1 o 2 stadi; l'accoppiamento interstadio è per lo più a resistenza e capacità, per cui la componente continua viene perduta; occorre quindi reinserirla in un punto opportuno di tale amplificatore.

Il rivelatore C.A.S. produce una tensione continua che viene riportata indietro attraverso ad un amplificatore, agli stadi RF e FI video come tensione di polarizzazione per regolare automaticamente la sensibilità del ricevitore allo scopo di mantenere costante il segnale video di uscita ad onta delle variazioni dell'intensità del segnale ricevuto in antenna.

Dall'uscita dello stadio finale a video frequenza il segnale completo rivelato o amplificato perviene al separatore di sincronismo, che elimina il video immagine ed isola il solo sincro composto dagli impulsi di riga, di quadro ed equalizzatori. Dopo l'amplificazione il sincro perviene al separatore degli impulsi di quadro (generalmente un circuito integratore) ed al separatore degli impulsi di linea (circuito differenziatore). Nel canale verticale il segnale di sincronizzazione separato dal resto del sincro, comanda l'oscillatore verticale (oscillatore bloccato), che sgancia il vero e proprio generatore deviatore di quadro alimentante lo stadio finale di potenza verticale, il cui carico è costituito dalla coppia di bobine di deviazione verticale, accoppiata allo stadio finale per mezzo di un trasformatore, se a bassa impedenza, o di una impedenza e di una grossa capacità se ad alta impedenza. L'onda trapezia fa circolare nelle bobine deviatrici, aventi induttanza e resistenza propria in serie, la corrente a dente di sega, che genera il campo magnetico deviatore verticale del raggio.

Nel canale di deviazione orizzontale dall'uscita del separatore degli impulsi orizzontali dal sincro composto, il sincro riga comanda l'oscillatore orizzontale (multivibratore o oscillatore bloccato), che sgancia il vero e proprio generatore trapezoidale orizzontale alimentante lo stadio finale di potenza di uscita il cui carico è costituito dalla coppia di bobine di deviazione orizzontale, al tubo di uscita per mezzo di un trasformatore o di un autotrasformatore. La corrente a dente di sega circolante in conseguenza nelle bobine di deviazione orizzontale produce il campo magnetico che fa deviare il raggio orizzontalmente del tubo catodico.

Dal trasformatore di uscita di riga, un diodo raddrizzatore alimentato dagli alti guizzi di tensione che si verificano durante i ritorni della corrente a dente di sega nelle bobine deviatrici, aumentati autotrasformatoricamente, provvede l'E.A.T. (extra alta tensione) per l'alimentazione del 2° anodo del tubo 12 ÷ 18 kV nei tubi per visione diretta).

Lo stadio smorzatore (per lo più un diodo) delle oscillazio-

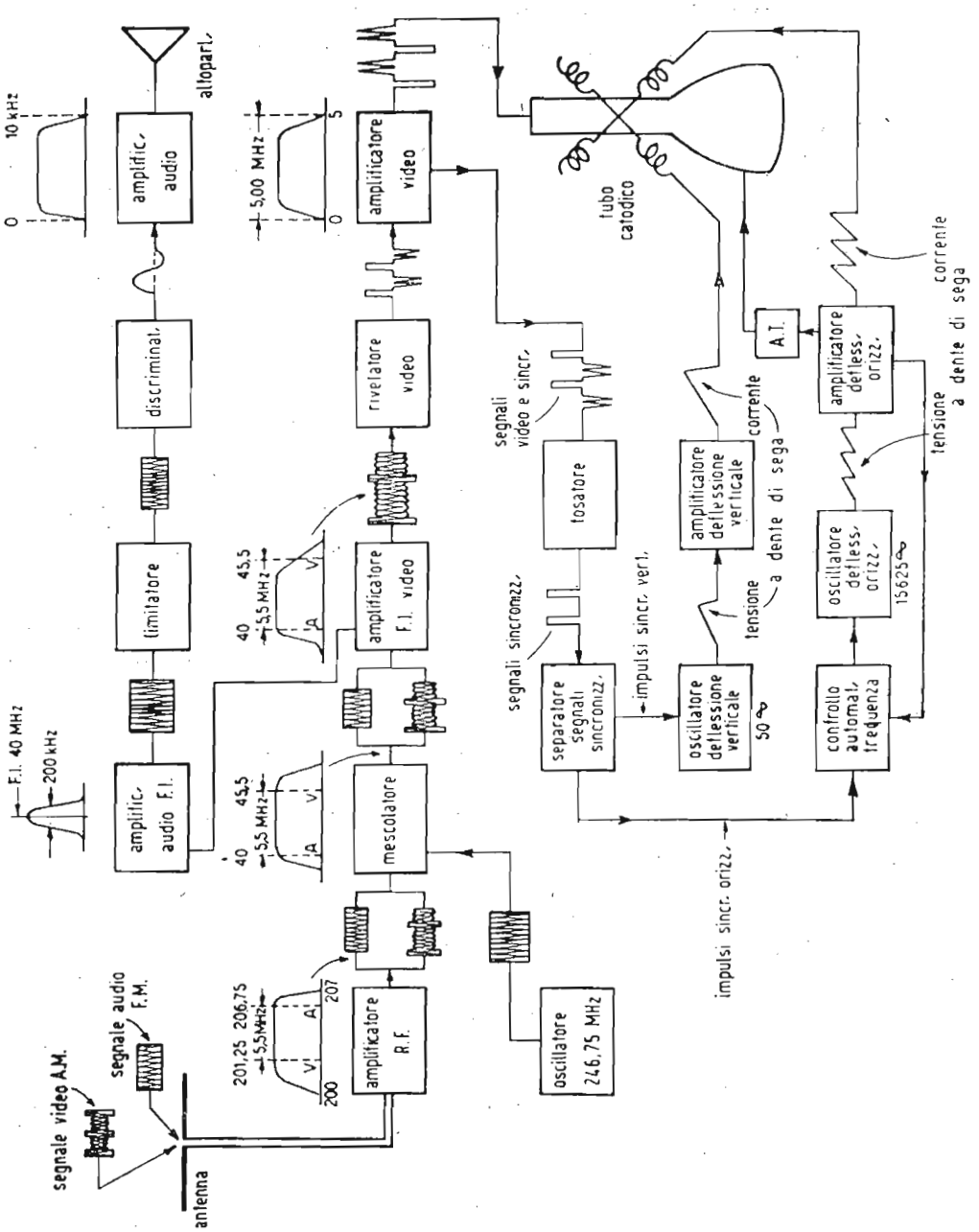


Fig. 1. — Stenogramma di un ricevitore TV con canali video separati con diagrammi di responso di banda e forme d'onda.

ni parassite innescantisi per risonanza della induttanza del primario del trasformatore di uscita in derivazione alla capacità propria dell'avvolgimento, provvede pure ad assolvere l'importante funzione di incrementare l'alta tensione dell'alimentatore anodico dell'ordine di 180 ÷ 200 volt nei ricevitori senza trasformatore di alimentazione alimentati direttamente dalla rete c. a.

La tensione incrementata serve a fornire la tensione anodica allo stadio finale di riga, e all'occorrenza ad altri stadi richiedenti tensioni più alte di quelle disponibili dell'alimentatore principale. Quasi tutti i ricevitori moderni sono provvisti di circuito CAFF (controllo automatico di frequenza a fase) avente lo scopo di correggere la frequenza di sincronismo quando essi manifestino la tendenza ad anticipare e ritardare rispetto a questa. In certi casi il segnale da inviare al separatore del video dal sincro è prelevato all'uscita del rivelatore video, anzichè all'uscita dell'amplificatore video come mostrato in fig. 1, è però preferibile quest'ultimo sistema, perchè permette di usufruire di un segnale più forte. Alcuni ricevitori sono forniti di circuiti supplementari come il cancellatore di disturbi, il cancellatore delle tracce di ritorno verticali e orizzontali ecc. Il segnale audio segue la seconda via accennata sopra, a partire dall'uscita dello stadio convertitore, da dove entra nell'amplificatore di FI audio, cui seguono nell'ordine il limitatore (non necessario nel caso di discriminazione a coincidenza), il discriminatore (a rapporto, a sfasamento, a coincidenza), che traduce le variazioni di frequenza del segnale entrante in variazioni di ampiezza del segnale di uscita; dall'uscita del discriminatore passa in un circuito che annulla l'effetto della preaccentuazione operata in trasmissione allo scopo di migliorare la trasmissione delle alte frequenze audio; dal correttore l'audio rivelato perviene all'amplificatore di B.F. audio (1 o 2 stadi) di cui il carico anodico dello stadio finale di uscita è costituito dalla bobina mobile dell'altoparlante.

Talvolta il video e l'audio hanno uno stadio di FI in comune; in tal caso il canale audio si stacca dal video dopo il primo stadio amplificatore successivo al convertitore. Se il tubo catodico anzichè a deviazione elettromagnetica fosse a deviazione elettrostatica, i componenti del ricevitore sarebbero gli stessi di fig. 1 fino alla sezione di sintesi dove si verificherebbero le seguenti varianti:

1) I generatori verticali e orizzontali anzichè fornire tensioni trapezie, generano tensioni a dente di sega.

2) Gli amplificatori finali di riga e di quadro oltre ad essere ciascuno collegati con una placchetta della rispettiva coppia di elettrodi deviatori, alimentano uno stadio invertitore di fase rispettivamente orizzontale e verticale, cui segue un corrispondente stadio amplificatore, la cui uscita è connessa con l'altra

placchetta deviatrice rimasta libera nel tubo catodico (alimentazione controfase del tubo catodico).

3) Nello stadio finale orizzontale mancano il diodo smorzatore-incrementatore ed il diodo per l'EAT. Quest'ultima è ottenuta coi metodi convenzionali, ossia per moltiplicazione della tensione raddrizzata, ovvero per mezzo di un alimentatore con trasformatore ad alto isolamento; o infine con alimentatore raddrizzatore dei guizzi di tensione di un oscillatore ad alta frequenza.

IL RICEVITORE INTERCARRIER (TRA LE PORTANTI)

In questo tipo di ricevitore i segnali a FI video ed audio sono amplificati in un unico amplificatore, d'onde si realizza l'economia di qualche stadio (almeno uno).

La differenza di frequenza tra le portanti video e audio trasmesse viene sfruttata come effettiva portante di FI del suono nel ricevitore. Per il nostro standard la FI audio è allora di 5,5 MHz. Essa è mantenuta entro limiti ristrettissimi di tolleranza in trasmissione. Questa circostanza è quanto mai opportuna, perchè in tal caso il suono nel ricevitore è indipendente dalla deriva di frequenza dell'oscillatore locale; deriva che è accettabile per il canale video, perchè molto largo, ma pericolosa per il canale audio molto stretto (± kHz), per cui il suono può scomparire completamente. Il circuito di un ricevitore intercarrier a partire dal convertitore è indicato schematicamente nella fig. 2.

La larghezza di banda del canale di FI è sufficiente a trasmettere entrambi i segnali di FI video ed audio presenti alla uscita del convertitore; i due segnali a FI vengono amplificati insieme.

All'uscita del 2° rivelatore si ottiene il segnale sonoro a 5,5 MHz, questa frequenza è detta 2ª frequenza intermedia audio. Il circuito comprende in pratica un doppio processo di supereterodina. Infatti la portante audio si riduce alla portante 5,5 MHz con due salti, attraverso a due processi di conversione; la prima conversione avviene nello stadio mescolatore 1° rivelatore, che produce il normale segnale di FI portante audio questa è poi convertita alla 2ª frequenza portante di 5,5 MHz inferiore nel secondo rivelatore, in cui la portante video funziona da oscillatore locale, che fa battimento con la portante audio per produrre il segnale di frequenza differenza a 5,5 MHz. La modula-

zione di frequenza della portante audio non disturba i due cambiamenti di frequenza e all'uscita del secondo rivelatore si ritrova il segnale audio ancora modulato in frequenza, con frequenza centrale 5,5 MHz. Quando si mescolano due segnali di differente ampiezza (uno forte e uno debole) e che differiscono di poco in frequenza, l'onda risultante varia in ampiezza alla frequenza differenza ed ha la modulazione del segnale più debole all'ingresso del mescolatore. Allora per ottenere l'audio segnale a 5,5 MHz è necessario che la portante FI audio abbia ampiezza assai minore della portante video del secondo rivela-

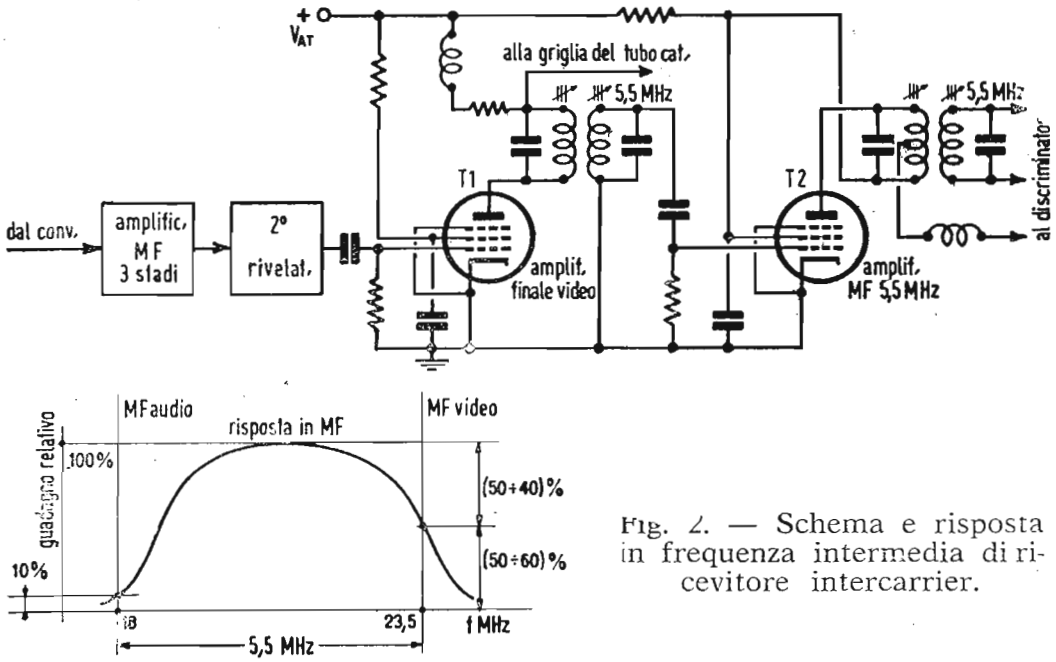


Fig. 2. — Schema e risposta in frequenza intermedia di ricevitore intercarrier.

tore. Come mostra il grafico di fig. 2 la risposta della portante FI audio (18 MHz) deve essere minore o uguale al 10% del massimo guadagno, mentre la portante video deve essere il 50 ÷ 60% (23,5 MHz). Questa riduzione così forte dell'ampiezza della portante FI audio è dannosa agli effetti della successiva amplificazione necessaria, ma è indispensabile per evitare distorsioni del suono e che il suono entri nel video. Il video segnale e il battimento a 5,5 MHz modulato in frequenza vengono insieme amplificati nello stadio successivo al secondo rivelatore; nel circuito di uscita di questo amplificatore si effettua la separazione del suono dal video. Un doppio circuito accordato a 5,5 MHz isola ai suoi capi il segnale sonoro, che non può pervenire alla griglia del tubo catodico, ma viene accoppiato ad un discriminatore normalmente usato in MF, attraverso uno stadio amplificatore accordato a 5,5 MHz.

PREGI E DIFETTI DEL SISTEMA INTERCARRIER

L'inconveniente più grave presentato dal sistema in oggetto è la possibilità di distorsione del segnale audio in uscita. Si verificano infatti notevoli variazioni di ampiezza del segnale a 5,5 MHz modulato, perchè la inclinazione del fianco della curva di risposta per il suono nell'amplificatore di FI, che converte le oscillazioni di frequenza in variazioni di ampiezza, fa sì che il circuito si comporti come un rivelatore di pendenza. Inoltre l'intensità della portante video può variare con la modulazione.

Può sorgere una nota distorcente dovuta alle variazioni di ampiezza del battimento a 5,5 MHz all'uscita del secondo rivelatore. Per minimizzare questo inconveniente occorre ridurre molto la portante FI sonora. La modulazione di fase della portante video quando viene modulata col video in trasmissione, può provocare distorsioni audio, però di entità trascurabile. E' facile che l'altoparlante riproduca un *ronzio di sincronizzazione*, che trova la sua origine nell'amplificatore video quando è sovraccaricato, per effetto dei segnali di sincronismo verticale. Infatti se si usa per l'amplificatore video un tubo a taglio ripido (sharp-cutoff), se il segnale applicato alla griglia è molto intenso, gli impulsi negativi di sincronizzazione possono interdire lo stadio; allora viene meno l'uscita sonora utile e nell'altoparlante si ode il ronzio a 50 Hz della frequenza di rete. Si può evitare quest'altro inconveniente prelevando il segnale 5,5 MHz direttamente all'uscita del secondo rivelatore, escludendo lo stadio amplificatore comune al video. Se in trasmissione la portante si annullasse in corrispondenza del massimo bianco (trasmissione negativa) verrebbe meno il battimento con la portante audio e si avrebbe ancora un ronzio a 50 Hz nell'altoparlante. E' per questa ragione che lo standard prescrive che la minima ampiezza della portante video, in corrispondenza del massimo bianco non deve scendere sotto al 10% della sua massima ampiezza.

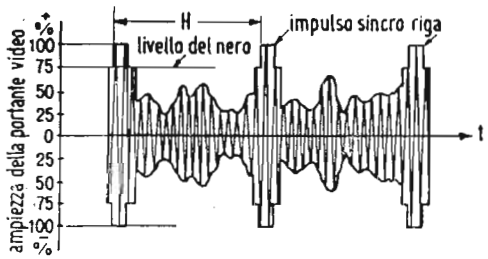


Fig. 3. — Portante video modulata in ampiezza.

Il principale vantaggio offerto dal sistema intercarrier è quello già ricordato, dell'indipendenza del suono della stabilità dell'oscillatore locale, che coi ricevitori di tipo convenzionale deve essere altissima. Col sistema intercarrier l'oscillatore lo-

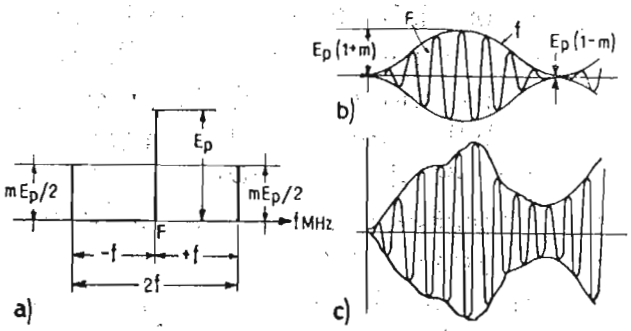


Fig. 4. — Modulazione di ampiezza; a) rappresentazione vettoriale (**m** = 1 corrisponde al 100% di modulazione); **F** = frequenza portante; **f** = frequenza modulante; b) onda modulata sinoidalmente al 100%; c) onda modulata con legge qualsiasi.

cale può spostarsi fino a 1 MHz senza che l'immagine risulti distorta e conseguentemente venga meno il suono.

Altro vantaggio è che la curva di risposta di FI può essere simmetrica rispetto alla frequenza centrale della banda passante, poichè non si richiedono circuiti trappola nell'amplificatore FI. Allora l'oscillatore locale può essere accordato sia alla frequenza superiore, sia a quella inferiore rispetto alla frequenza del segnale in antenna; precisamente per i canali della banda bassa (61 ÷ 88 MHz in Italia) l'oscillatore viene fatto oscillare in più, mentre per i canali della banda alta (174 ÷ 216 MHz) esso viene fatto oscillare in meno. Con ciò si ottiene una maggiore stabilità di frequenza ed una minore radiazione interferente dell'oscillatore nella banda alta.

Si osserva però che con una curva di FI simmetrica non è agevole far passare la gamma di 5 MHz senza attenuazione come sarebbe desiderabile; la banda passante di FI si riduce in pratica a 4,5 MHz che è però più che sufficiente.

In conclusione il ricevitore sistema intercarrier è più semplice da realizzare e più economico del ricevitore convenzionale, ma comporta un modesto sacrificio sulla qualità dell'immagine riprodotta (riduzione della banda video in FI) ed una riproduzione sonora più scadente in cui è spesso presente il ronzio a 50 Hz della rete di alimentazione.

Prima di parlare della curva di risposta del televisore è necessario premettere alcune note sul tipo di segnale irradiato in trasmissione.

La portante video modulata in ampiezza emessa dal trasmtetitore ha l'aspetto di fig. 3. Si richiamano qui brevemente

le caratteristiche di un'onda modulata in ampiezza, con produzione di due onde, o bande, laterali:

1) le due bande laterali sono in quadratura con la portante al tempo $t = 0$, ossia all'origine dei tempi, supponendo la fase $\psi = 0$;
2) le fasi delle bande laterali sono opposte rispetto alla portante e la loro somma è nulla in ogni istante;
3) il massimo valore dell'ampiezza delle bande laterali è la metà della ampiezza della portante non modulata, e si ottiene al 100% di modulazione.
4) la larghezza di banda che il trasmettitore deve far passare è uguale a 2 f (fig. 4a).
5) l'onda modulata presenta un inviluppo sinoidale di frequenza f (figura 4b).

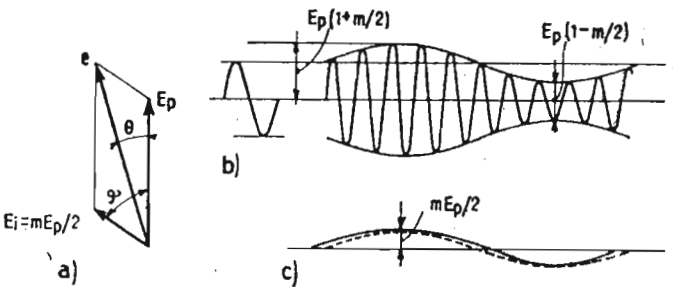


Fig. 5. — Trasmissione a banda laterale unica; a) rappresentazione vettoriale; b) forma dell'inviluppo; c) la curva tratteggiata rappresenta la sinusoide originale modulante; la curva continua rappresenta l'uscita del 2° rivelatore.

Se la tensione modulante *ev*, anzichè sinoidale ha forma qualsiasi, l'inviluppo ha l'andamento di *ev* e la portante è sempre simmetrica rispetto all'asse orizzontale centrale.

La rivelazione operata nel ricevitore ha per effetto di eliminare una metà (superiore o inferiore) delle onde di fig. 4b) e c); il condensatore di filtro del circuito rivelatore elimina gli impulsi a radio frequenza, per modo che all'uscita del rivelatore si ritrova il segnale originale.

Questo sistema di trasmissione è noto come sistema a doppia banda laterale con portante. E' chiaro che si possono realizzare vari altri sistemi di trasmissione; abolendo la portante si ha l'emissione delle due sole bande laterali; abolendo una delle due bande laterali si ha la trasmissione a banda laterale unica (inferiore o superiore) con portante; abolendo la portante ed una banda laterale si ha l'emissione con una sola banda laterale.

In televisione interessa in modo particolare il sistema di trasmissione con una sola banda laterale e con la portante rappresentato in fig. 5a); si deduce che l'inviluppo *e* forma un

angolo Θ col vettore portante, mentre nella trasmissione con doppia banda questi vettori sono sempre in fase tra loro.

Confrontando *e*max ed *e*min nel caso di trasmissione monobanda, con i correlativi valori dell'inviluppo nel caso di trasmissione bibanda, si constata che l'escursione della lunghezza di *e* è nel 1° caso esattamente la metà di quella del 2° caso.

In conseguenza l'uscita del 2° rivelatore video nel ricevitore è dimezzata rispetto al caso di trasmissione con doppia banda.

Dalle figure 5b) e 5c) si deduce ancora che la trasmissione con una sola banda comporta distorsioni del segnale, perchè la forma dell'inviluppo non è sinoidale, mentre il segnale modulante originale ha tale andamento.

L'entità della distorsione è però modesta; soccorre il fatto che l'occhio non ha grande sensibilità a rivelare le distorsioni, per cui la trasmissione a banda unica è accettabile. Un'eguale distorsione in un segnale audio sarebbe avvertita dall'orecchio.

Concludendo il sistema monobanda comporta i tre seguenti difetti: modulazione di frequenza, perdita del 50% dell'ampiezza del segnale video rivelato, distorsione del segnale video. Mentre nulla si può fare circa la diminuità intensità della resa, è invece possibile ridurre la modulazione di frequenza e la distorsione modulando poco profondamente e mantenendo la portante alla sua massima ampiezza.

Per realizzare il sistema ad unica banda in trasmissione, si interpone fra lo stadio finale del trasmettitore e l'antenna irradiante, un filtro che assorba l'energia della banda da sopprimere. Nello standard italiano viene eliminata la banda laterale inferiore. Il filtro non ha però caratteristiche di taglio così netto da lasciare assolutamente inalterata l'ampiezza della portante senza sfasarla e da attenuare completamente l'intera banda bassa. Si deve ricorrere ad un compromesso per cui il filtro elimina le frequenze superiori a 1,25 MHz nella detta banda.

Le frequenze comprese fra 0,75 e 1,25 MHz subiscono attenuazione parziale. Si arriva così al sistema di trasmissione a banda laterale parzialmente soppressa (vestigial-side-band) del quale è già stato accennato in precedenza.

La ragione di sopprimere la banda inferiore anzichè la superiore siede nel fatto che è più facile costruire filtri efficienti per le frequenze più basse. Col sistema in oggetto, si può grosso modo, dire che le frequenze fino a 1 MHz sono trasmesse a doppia banda, mentre quelle superiori ad 1 MHz sono trasmesse con una sola banda e quindi con energia metà di quella

delle prime. Col tipo di trasmissione in esame la larghezza di banda che il trasmettitore deve far passare è di 6 MHz, ma con il sacrificio di una distorsione del segnale video e dell'introduzione di un poco di modulazione di frequenza nel segnale a radio frequenza.

LA CURVA DI RISPOSTA DEL RICEVITORE TELEVISIVO

Col sistema di trasmissione a doppia banda laterale la curva di risposta ideale del ricevitore è un rettangolo la cui base è uguale al doppio della frequenza più alta contenuta nel segnale ricevuto. Siccome il sistema di trasmissione vigente è quello a banda laterale parzialmente soppressa, la curva di risposta del ricevitore assume un andamento che deve essere ben studiato.

Se la risposta in ricezione fosse un rettangolo di larghezza 6 MHz, uguale cioè alla frequenza video massima di 5 MHz trasmessa colla banda laterale superiore, più 1 MHz della banda inferiore, le frequenze comprese fra 0 e 1 MHz sarebbero rese dal ricevitore con intensità doppia rispetto alle frequenze da 1 a 5 MHz, perchè le prime sarebbero trasmesse con energia doppia delle seconde. In altri termini si avrebbe una esaltazione eccessiva delle basse frequenze.

Molto espressiva è la fig. 6 che determina la risposta di uscita del ricevitore del video segnale finale. In a) di fig. 6 è indicata l'ipotetica caratteristica piatta ideale del trasmettitore con una larghezza di banda totale di 6 MHz; in b) si vede la risposta degli stadi RF ed FI del ricevitore, che non attenua menomamente l'onda ricevuta in antenna; la curva, generale di risposta del trasmettitore e del ricevitore è rappresentata in c), le ampiezze del grafico c) sono ottenute moltiplicando punto per punto le ordinate dei grafici a) e b). Il contributo alla risposta finale dovuto alla banda laterale inferiore è tracciato in d) e si estende per 1 MHz di larghezza; analogamente e) rappresenta il contributo della banda laterale superiore. La risposta finale del ricevitore si ottiene sommando le ordinate dei grafici d) ed e) come in f), da cui appare chiaramente che le frequenze comprese fra 0 e 1 MHz sono rese con intensità doppia di quelle delle frequenze comprese fra 1 e 5 MHz.

Il metodo adottato per tracciare la fig. 6 non è applicabile con un sistema di trasmissione a soppressione della portante, perchè la distorsione conseguente porterebbe ad una curva video inaccettabile.

Per evitare la doppia risposta di fig. 6f) è necessario che

la curva generale complessiva della risposta del trasmettitore e del ricevitore sia tale che la somma dei guadagni alle frequenze delle due bande laterali non superi il doppio del guadagno alla frequenza portante. Ciò si potrebbe ottenere eliminando completamente la banda inferiore, lasciando inalterato tutto il resto,

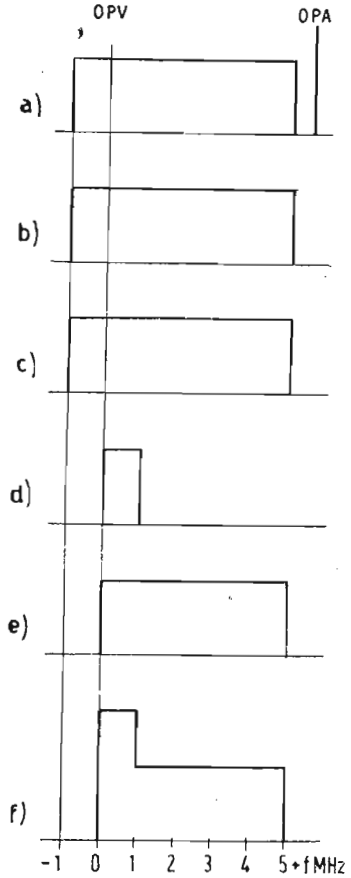


Fig. 6. — Curva di risposta di un sistema con larghezza di banda 6 MHz; a) risposta RF del trasmettitore; b) risposta RF e FI del ricevitore; c) risposta generale RF e FI del trasmettitore e ricevitore; d) contributo della banda laterale inferiore; e) contributo della banda laterale superiore; f) risposta video finale del ricevitore.

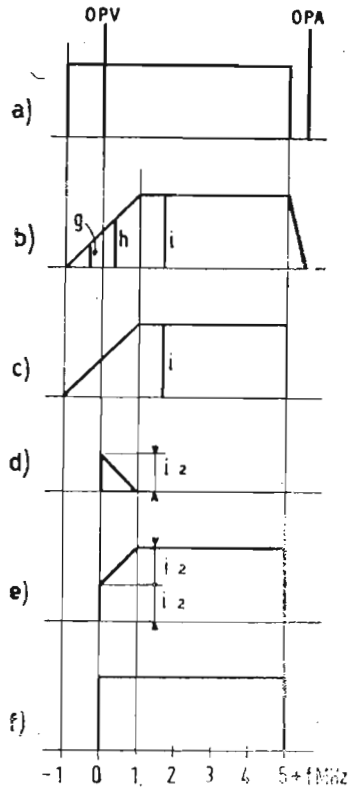


Fig. 7. — Curva di risposta del sistema con larghezza di banda di 5 MHz e con esatta inclinazione del fianco sinistro della caratteristica del ricevitore; a) risposta RF del trasmettitore; b) risposta RF e FI del ricevitore; c) risposta generale RF e FI del trasmettitore e del ricevitore; d) contributo della banda laterale inferiore; e) contributo della banda laterale superiore; f) risposta video finale del ricevitore.

arrivando ad una curva finale uguale a quella di fig. 6e). Ma non è possibile ottenere nel ricevitore una curva di risposta RF, FI coi fianchi perfettamente verticali.

In pratica le cose si svolgono come in fig. 7, in cui la curva b) di risposta del ricevitore ha i lati inclinati e presenta in corrispondenza della portante un guadagno uguale alla metà che alle frequenze oltre 1 MHz (attenuazione della portante al 50% equi-

valente a — 6 dB). L'attenuazione varia linearmente a destra e a sinistra della portante per un'estensione di 1 MHz in entrambe le direzioni. L'inclinazione del fianco destro non deve superare 5,5 MHz sopra la portante per evitare interferenze colla portante audio. L'inclinazione del fianco sinistro fa si che la somma dei guadagni per frequenze simmetriche rispetto alla portante, sia costante ed uguale al guadagno alle frequenze superiori a 1 MHz. In altri termini la somma delle lunghezze dei segmenti g ed h deve eguagliare la lunghezza del segmento i, ossia $g + h = i$.

La fig. 7c) rappresenta la curva di risposta generale del sistema i cui fianchi riproducono i tagli delle curve a) e b).

In fig. 7d) si vede che il contributo della banda laterale inferiore è un piccolo triangolo di base 1 MHz e di altezza metà del segmento i, e che serve a colmare la deficienza della curva e) del contributo della banda laterale superiore. Sommando infatti le curve d) ed e) di fig. 7 si ottiene la risposta video finale del ricevitore rappresentata in f) della stessa figura. Con questo procedimento non si ha distorsione video apprezzabile, perchè la somma dei guadagni delle due bande laterali non supera mai il doppio del guadagno in corrispondenza della portante.

Se l'inclinazione del fianco sinistro della curva di risposta RF e FI del ricevitore fosse maggiore, abbracciasse ad es. 2 MHz da ambo le parti della portante, il contributo della banda laterale inferiore risulterebbe insufficiente a riempire la deficienza della curva di risposta dovuta al contributo della banda superiore; si avrebbe allora una curva di risposta video presentante un avvallamento triangolare fra 1 e 2 MHz.

La risposta del ricevitore può essere agevolmente valutata osservando la figura del monoscopio riprodotta dal ricevitore stesso.

Il sistema ora descritto di attenuazione della portante a metà operata nel ricevitore è noto come tipo di attenuazione R.A. (Receiver Attenuation). Nulla vieterebbe di operare l'attenuazione della portante in trasmissione secondo il sistema T.A. (Trasmitter Attenuation), attribuendo cioè al trasmettitore una caratteristica di risposta del tipo di fig. 7a), ma la difficoltà già menzionata di ottenere filtri nel ricevitore a fronte ripido di taglio perfettamente verticale, fa sì che si adotti universalmente il sistema R.A. In quest'ultimo caso cioè è opportuno che il taglio a metà sia effettuato sulla portante di FI lasciando inalterata la portante RF, perchè evidentemente non conviene indebolire il segnale ricevuto in antenna.

LEZIONE LII

GLI STADI DI FREQUENZA INTERMEDIA (FI) VIDEO

In un ricevitore di tipo convenzionale supereterodina di TV allo stadio convertitore seguono due canali separati: uno per il suono, l'altro per l'immagine (fig. 8). Dall'amplificatore di

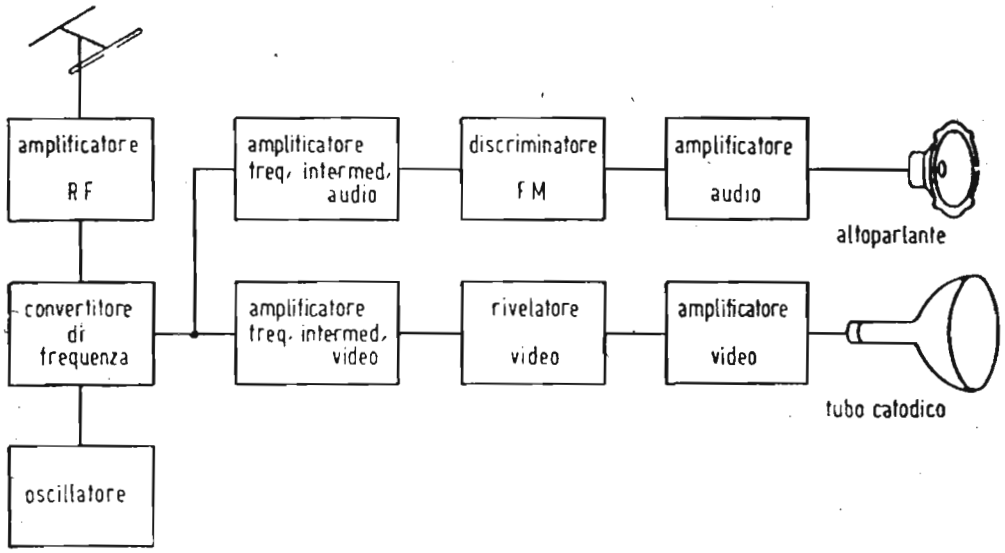


Fig. 8. — Stenogramma di un ricevitore televisivo a canali separati.

media frequenza dipende la sensibilità del ricevitore ed in gran parte la qualità dell'immagine riprodotta. Negli stadi FI video si deve anche provvedere alla compensazione (taglio a metà della portante) della esaltazione dalle frequenze video fino a 1 MHz circa, introdotta dal sistema di trasmissione a banda laterale parzialmente soppressa.

RISPOSTA A FI VIDEO

La fig. 9 mostra la curva di risposta generale di FI tipica che il ricevitore TV italiano deve presentare. La portante video FI si trova a frequenza superiore rispetto alla portante audio FI perchè si suppone che l'oscillatore locale oscilli sopra la frequenza del segnale da ricevere, il che avviene sempre in pratica

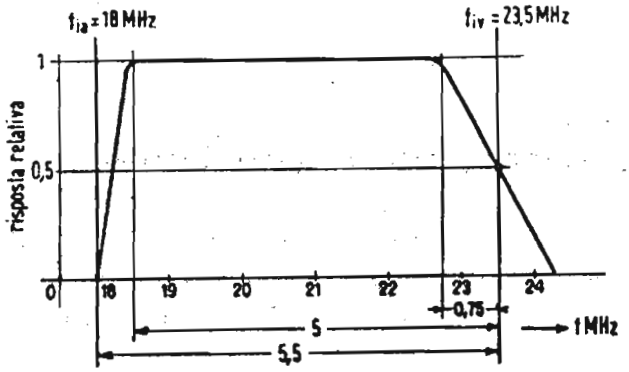


Fig. 9. — Curva tipica di risposta di un amplificatore FI di TV con portante video di FI uguale a 23,5 MHz.

coi ricevitori non intercarrier. Infatti lo standard italiano prescrive che nel canale RF la portante audio sia 5,5 MHz superiore alla portante video; posto fv = frequenza portante video del segnale RF da ricevere, fa = frequenza portante audio RF; fo = frequenza dell'oscillatore locale $> fv$ e $> fa$; fiv = frequenza portante video FI; fia = frequenza portante audio FI, si ha:

$$fa = fv + 5{,}5; \; fo = fv + fiv = fa + fia = fv + 5{,}5 + fia$$

da cui:

$$fiv = fo - fv; \; fia = fo - (fv + 5{,}5)$$

ossia:

$$fiv = fia + 5{,}5 \text{ MHz}$$

Dunque nel canale RF la portante video è a frequenza minore della portante audio, nel canale FI avviene il contrario. Per ottenere fiv = 23,5 MHz e fia = 18 MHz per i canali italiani, l'oscillatore deve presentare le seguenti frequenze:

Canale	Freq. portante video RF	Freq. portante audio RF	Frequenza dell'oscillatore
	MHz	MHz	MHz
A	53,75	59,25	77,25
B	62,25	67,75	85,75
C	82,25	87,75	105,75
D	175,25	180,75	198,75
E	182,25	187,75	205,75
F	192,25	197,75	215,75
G	201,25	206,75	224,75
H	210,25	215,75	233,75

LARGHEZZA DI BANDA

La sezione FI deve provvedere un'opportuna amplificazione per la portante video e per tutta la frequenza della banda laterale del segnale di immagine allo scopo di ottenere la riproduzione dei dettagli più fini dell'immagine, ai quali competono le più alte frequenze del segnale video. Se le frequenze della banda laterale vengono uniformemente amplificate negli stadi FI, si avranno le stesse perdite di dettagli orizzontali nell'immagine riprodotta, che si avrebbero con un amplificatore video scadente.

L'optimum di risposta di un amplificatore FI per un ricevitore italiano è di 5 MHz di banda passante, computata a partire dalla frequenza portante video FI (cioè *f*iv), verso l'estremo inferiore del canale. Ciò significa che i 5 MHz non devono subire attenuazioni. In pratica la banda passante risulta più ristretta e le norme di collaudo dei ns. televisori ammettono una tolleranza di ± 2 dB nella risposta relativa rispetto al 100% per la frequenza video di 4 MHz. Per i ricevitori economici la banda passante può essere fatta meno larga, per guadagnare nell'amplificazione di ogni stadio ed arrivare a sopprimerne uno, e per semplificare i problemi di ricezione del segnale audio associato nel canale FI video, data la maggior spaziatura raggiungibile fra la frequenza video e la portante audio.

RICEZIONE DEL SEGNALE AUDIO

Gli otto canali TV italiani non sono adiacenti. Ciò facilita assai la loro separazione; inoltre i trasmettitori dei canali più vicini tra loro sono geograficamente lontani in Italia, per cui

il problema dell'eliminazione delle interferenze dei canali adiacenti praticamente da noi non esiste. Ben più grave si presenta la situazione in America dove i 13 canali sono adiacenti in frequenza, prossimi fisicamente e comportano diversi programmi. In simili condizioni la necessità di provvedere ad escludere le interferenze tra il video di un canale e il suono del canale precedente, ovvero tra il suono di un canale ed il video del successivo, diventa imprescindibile; i ricevitori devono perciò essere provvisti di numerosi *circuiti trappola* per assorbire le frequenze indesiderate dei canali adiacenti. In Italia non sono a tutt'oggi da temere le interferenze dei canali adiacenti; ma si deve, come in America e altrove, provvedere ad interdire il passaggio dell'audio associato nel video. Infatti la separazione fra le portanti è di 5,5 MHz; un ricevitore di ottima qualità che trasmettesse senza attenuazione la banda di 5 MHz, non potrebbe escludere completamente i 5,4 MHz, per cui il segnale audio entrerebbe a far parte della banda passante video. L'effetto risultante nel quadro è che la figura è solcata da strisce orizzontali alternativamente nere e bianche, che si propagano verticalmente; la loro larghezza dipende dalla frequenza del segnale audio interferente. Tale inconveniente è il risultato del battimento fra il video e l'audio, che si comporta allo stesso modo di un'onda portante interferente. Quando la frequenza del battimento è minore di 1 MHz si formano le barre suddette, mentre frequenze di battimento più alte hanno l'effetto di ridurre il contrasto.

Un altro tipo di interferenza è prodotta dalla conversione della modulazione di frequenza del suono in modulazione di ampiezza, causata dall'inclinazione laterale della curva di risposta degli stadi FI. Quando al video rivelatore viene accoppiato un segnale audio modulato in ampiezza l'uscita del rivelatore contiene delle componenti interferenti a frequenze audio. Tali componenti pervengono all'amplificatore video e al tubo catodico sul quale compaiono delle barre nere e bianche. E' quindi necessario che la caratteristica di risposta dell'amplificatore FI video presenti un fronte molto ripido dal lato verso la portante audio, in modo che la sua risposta sia ridotta praticamente a zero. Ciò non è facilmente ottenibile coi filtri di banda di FI, si ricorre allora all'uso delle *trappole* che praticano una profonda caduta di risposta in corrispondenza della frequenza portante audio associata.

COMPENSAZIONE PER LA TRASMISSIONE CON BANDA LATERALE PARZIALMENTE SOPPRESSA

Questo tipo di trasmissione ha lo scopo di sfruttare al massimo la larghezza del canale per trasmettere le frequenze più alte di modulazione video. La banda inferiore di modulazione non viene però eliminata totalmente in trasmissione, ma permane senza attenuazione fino a 0,75 MHz. Perciò per le frequenze di modulazione minori di 0,75 MHz vengono trasmesse la portante e le due bande laterali inferiore e superiore, come nel sistema a doppia banda; mentre le frequenze di modulazione superiori a 0,75 MHz cadono fuori del canale e non vengono trasmesse. Le frequenze della banda laterale superiore sono trasmesse senza attenuazione fino a 5 MHz sopra la portante video. Ne consegue che le frequenze comprese fra 0 e 0,75 MHz (a partire dalla portante video) sono trasmesse come segnali a doppia banda, mentre le video frequenze fra 0,75 e 5 MHz sono trasmesse come segnali ad una sola banda laterale.

Poichè l'energia di modulazione di un'onda portante modulata è concentrata nelle bande laterali, i segnali monobanda vengono trasmessi con energia metà che per i segnali bibanda. Se la risposta del ricevitori fosse costante per tutte le frequenze del video segnale, l'uscita demodulata dal rivelatore video sarebbe doppia per le basse frequenze fino a 0,75 MHz rispetto alle frequenze sopra questo valore. Ne risulterebbe una distorsione per il segnale di immagine, poichè a segnali di uguale ampiezza e diversa frequenza trasmessi, corrisponderebbero segnali di differente ampiezza all'elettrodo di controllo dal tubo catodico, e ciò a motivo del sistema di trasmissione.

Per correggere l'effetto dannoso dell'emissione con banda laterale parzialmente soppressa la curva di risposta generale di FI del ricevitore è foggiata in modo che la risposta alla frequenza portante video *f*iv è di circa il 50 ÷ 60% del massimo responso in corrispondenza delle frequenze più alte della banda non soppressa.

Spostando dunque la curva di risposta in modo che la *f*iv cada a metà circa del tratto meno ripido, si ottiene che le due bande dei segnali a doppia banda diano un contributo della metà di quello dei segnali monobanda. In tal modo la resa del rivelatore sarà praticamente costante per tutti i segnali di uguale ampiezza dell'intera gamma di modulazione video, senza riguardo se si tratta di trasmissione con una o due bande. Se la portante FI video cadesse più in alto del 50 ÷ 60% sulla curva

di risposta, si avrebbe un'esaltazione di basse frequenze, ossia un'attenuazione delle alte, che si risolverebbe in una perdita di dettaglio. Se, per contro, la portante FI video incidesse sulla curva di risposta più in basso della metà, si avrebbe un'attenuazione di basse frequenze, con conseguente diminuzione del contrasto nei fasci orizzontali della figura di prova (monoscopio), perchè essi contengono l'informazione delle frequenze relativamente basse.

SCELTA DELLA FI

Si deve anzitutto stabilire se l'oscillatore locale deve oscillare a frequenza superiore o inferiore rispetto alla radiofrequenza da ricevere. Se l'oscillatore oscilla in meno, cioè sotto la radiofrequenza, si avrà una migliore stabilità data la frequenza più bassa, ma la variazione del prodotto *LC* dell'oscillatore deve essere maggiore di quello del circuito RF di ingresso. Ciò a motivo che la frequenza di risonanza di un circuito accordato è inversamente proporzionale a $\sqrt{LC}$.

Ad esempio si supponga di avere una FI di 24 MHz; la banda bassa TV italiana si estende da 61 a 88 MHz, il che richiede una variazione di *LC* nel circuito preselettore a RF di $(88/61)^2 = 2{,}08 : 1$; allo stesso tempo l'oscillatore deve coprire il campo da 37 a 64 MHz, cui corrisponde una variazione di *LC* uguale a $(64/37)^2 = 3 : 1$.

Maggior importanza della variazione di *LC*, assume nel fissare la FI, il pericolo delle interferenze. Nell'esempio precedente le frequenze immagine giacciono nel campo da 13 a 40 MHz; queste onde cortissime sono impiegate per vari servizi di telecomunicazioni, per cui grande è il pericolo delle interferenze da frequenza immagine.

Considerando la banda alta che si estende da 174 a 216 MHz, l'oscillatore in meno presenta delle frequenze immagini comprese fra 150 e 192 MHz, in questo campo nen vi è grande traffico, per cui le possibilità di interferenza immagine sono scarse.

Non è pratico far oscillare l'oscillatore in meno sui canali alti o in più sui canali bassi, perchè nel primo caso la $fia = fiv - 5{,}55$. Un tale sistema è solo possibile per i ricevitori intercarrier in cui la $fia = 5{,}5$ MHz senza riguardo alle frequenze dell'oscillatore. Come si è detto nel paragrafo precedente nei ricevitori di tipo convenzionale (a canali audio e video separati) lo

oscillatore è fatto oscillare sopra la radio frequenza su tutti i canali TV.

Circa la scelta del valore della FI si tenga presente quanto segue:

Una bassa FI presenta i seguenti vantaggi:

1) L'amplificatore FI ha meno tendenza all'innesco, perchè le tensioni di reazione indotte derivanti dall'induttanza dispersa e dalla capacità distribuita del circuito sono piccole alle frequenze basse; parimenti sono modesti gli effetti dell'induttanza dei collegamenti di by-pass e di massa.
2) La frequenza dell'oscillatore, superiore alla RF, non risulta molto alta a tutto vantaggio della stabilità.
3) La FI audio dell'ordine di 10,7 MHz ammette facilmente la banda passante di ± 0,1 MHz.

D'altro canto una FI alta presenta a sua volta dei vantaggi:

1) Le frequenze dell'oscillatore e del circuito RF risultano fortemente spaziate, perciò minore è il pericolo che un forte segnale di entrata trascini l'oscillatore producendo una deriva di frequenza.
2) Per la stessa ragione il circuito RF è meno influenzato dalla irradiazione dell'oscillatore.
3) La trasmissione della banda di 5 MHz è più facilmente ottenibile con le FI portanti alte, che con le basse, perchè impiegando un accoppiamento a due circuiti accordati, il coefficiente di accoppiamento richiesto è tanto minore, quanto maggiore è la frequenza di accordo.
4) Il rapporto di reiezione di immagine è tanto più alto, quanmaggiore è la FI.

Il valore della FI adottato è andato sempre crescendo: dai 10 ÷ 12 MHz, si è passati ai 18 ÷ 25 MHz; in Italia si raccomanda l'uso del canale 40 ÷ 47 MHz per la FI. Tale valore è scaturito da un accurato esame di tutti i servizi di telecomunicazioni civili, marini, areonautici, militari, ecc. come fonti di interferenze; è appunto risultato che i minori pericoli si presentano coll'adozione delle frequenze menzionate.

SINTONIA A CIRCUITI SFALSATI

a) L'amplificatore FI consta di un minimo di 2 stadi, perchè il guadagno di ciascun stadio è molto basso. Per la sua progettazione si possono seguire vari metodi. L'uso di circuiti di

accoppiamento singolarmente accordati è poco pratico per la scarsa ripidità dei fianchi della curva di risposta. Una curva di risposta analoga a quella di un circuito doppio accordato, può essere ottenuta col metodo dei circuiti a sintonia sfalsata, o dei circuiti sfalsati (stagger tuning; circuits decalés), come indica la figura 10.

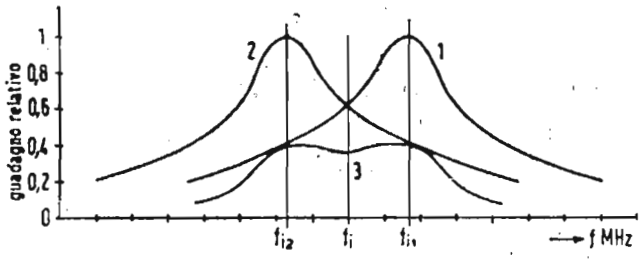


Fig. 10. — Curva di risposta generale (3) e degli stadi a sintonia sfalsata (1) (2).

Sia fi il valore della FI; si impiega uno stadio mono-accordato sulla frequenza $fi_1 > fi$; ed uno stadio mono-accordato sulla frequenza $fi_2 < fi$. La curva di risposta globale è data dal prodotto delle due curve ed ha l'andamento di quella di un amplificatore a filtro di banda, ossia con due circuiti accordati, cioè presenta una sommità quasi piana per una banda larga quanto richiesto (4,5 ÷ 5 MHz). Supposto che il coefficiente di risonanza Q dei due stadi sia uguale, il guadagno relativo globale per i due stadi è dato dalla:

$$Am = \left\{\left[1+Q^2\left(\frac{fi_1}{f} - \frac{f}{fi_1}\right)^2\right]\cdot\left[1 + Q^2\left(\frac{f}{fi_2} - \frac{fi_2}{f}\right)^2\right]\right\}^{-1/2} \qquad [1]$$

in cui Am rappresenta il *guadagno relativo modificato*, perchè il vero guadagno relativo avrebbe il valore massimo uguale all'unità, mentre il valore massimo della curva [3] di fig. 10 è assai minore di 1.

Introducendo il rapporto:

$$\alpha = \frac{fi_1}{fi} = \frac{fi}{fi_2} \qquad [2]$$

la [1] diventa:

$$Am = \left\{\left[1+Q^2\left(\frac{\alpha\, fi}{f} - \frac{f}{\alpha\, fi}\right)^2\right]\cdot\left[1 + Q^2\left(\frac{\alpha\, f}{fi} - \frac{fi}{\alpha\, f}\right)^2\right]\right\}^{-1} \qquad [3]$$

L'espressione del guadagno relativo modificato alla frequenza centrale fi si ottiene sostituendo nella [3] fi a f:

$$Am = \frac{1}{1 + Q^2 (\alpha - 1/\alpha)^2} \qquad [4]$$

Analogamente sostituendo nella [3] a f il valore $fi_1 = \alpha\, fi$ si ottiene il guadagno modificato alle frequenze laterali fi_1 e fi_2:

$$Am = \left[1 + Q^2 \left(\alpha^2 - \frac{1}{\alpha^2}\right)^2 \right]^{-1/2} \qquad [5]$$

Per ottenere una curva di risposta globale piatta conviene assumere il guadagno relativo modificato alla frequenza fi uguale a quello per le frequenze fi_1 e fi_2, il che si ottiene eguagliando la [4] alla [5]:

$$1 + Q^2 \left(\alpha - \frac{1}{\alpha}\right)^2 = \left[1 + Q^2 \left(\alpha - \frac{1}{\alpha^2}\right)^2 \right]^{1/2} \qquad [6]$$

in cui l'incognita è:

$$\alpha = \left[\frac{Q^2 + \sqrt{2Q^2 - 1}}{Q^2 - 1} \right]^{1/2} \qquad [7]$$

che si può semplificare nella:

$$\alpha = 1 + \frac{1}{Q\sqrt{2}} \qquad [7']$$

Poichè generalmente fi_1 e fi_2 differiscono poco da fi si può ritenere in prima approsimazione, per semplificare i calcoli, che siano verificate le seguenti relazioni:

$$\alpha \cong 1 ; \; f \cong fi ; \; f = 2\,(fi - f) \qquad [8]$$

Allora la [3] si semplifica nella:

$$Am = \left[\left(\frac{Q\,\Delta f}{fi}\right)^4 - 2\left(\frac{Q\,\Delta f}{fi}\right)^2 + 9 \right]^{-1/2} \qquad [9]$$

Il massimo della Am si trova differenziando la [9]; il risultato è che tale massimo si verifica per $Q\Delta f = 1$ e vale $Am = 0{,}354$, ossia $Am\ 2{,}828 = 1$. Allora per ottenere il guadagno relativo attuale basta moltiplicare la [9] per 2,828:

$$A = 2{,}828 \left[\left(\frac{Q\Delta f}{fi}\right)^4 - 2\left(\frac{Q\Delta f}{fi}\right)^2 + 9 \right]^{-1/2} \qquad [10]$$

valida per due stadi a sintonia sfalsata.

Se in luogo di due stadi si considerano due coppie identiche di stadi, il guadagno relativo si ottiene elevando a quadrato la [10]:

$$A = \frac{8}{(Q\Delta f/fi)^4 - 2\,(Q\Delta f/fi)^2 + 9} \qquad [11]$$

La larghezza della curva di risposta in funzione del guadagno relativo si ottiene risolvendo l'equazione biquadratica rispetto a Δf deducibile dalla [11]; la soluzione è:

$$\Delta f = \frac{fi}{Q} \sqrt{1 + 2{,}828 \sqrt{\frac{1}{A} - 1}} \qquad [12]$$

applicabile alla curva dove è più larga che in corrispondenza dei due massimi. La [12] definisce la ripidità della curva.

La larghezza di banda B si ottiene dalla [12] in corrispondenza di $A = 1/\sqrt{2} = 0{,}707$:

$$B = 1{,}68\ \frac{fi}{Q} \qquad [13]$$

Le resistenze R_1 e R_2 di smorzamento necessarie per gli stadi risonanti a fi_1 rispettivamente a fi_2, sono definite dalle relazioni:

$$R_1 = \frac{Q}{\omega i_1 C}; \quad R_2 = \frac{Q}{\omega i_2 C} \qquad [14]$$

dove C è la capacità di accordo dei circuiti risonanti a fi_1 e fi_2.

Il guadagno G_1 di uno stadio mono-accordato risonante a fi_1 vale:

$$G_1 = \frac{Gm\,Q}{\omega i_1\,C} \qquad [15]$$

dove Gm è la mutua conduttanza del tubo impiegato. Analogamente il guadagno G_2 di uno stadio monoaccordato su fi_2 vale:

$$G_2 = \frac{Gm\,Q}{\omega i_2\,C} \qquad [16]$$

Il guadagno generale dei due stadi insieme sarebbe fornito dal prodotto della [15] per la [16] se ωi_1 fosse uguale a ωi_2. La sintonia sfalsata provoca, come si è visto, per due stadi una riduzione a 0,354 nel guadagno massimo. Allora per quattro stadi a sintonia sfalsata il guadagno ai massimi della curva è dato da:

$$G = \left(\frac{0{,}354}{fi_1\,fi_2}\right)^2 \left(\frac{Gm\,Q}{2\,\pi\,C}\right)^4$$

Ricordando che per la [2] è $fi_1\,fi_2 = fi^2$, si arriva all'espressione:

$$G = \left(\frac{0{,}595\,Gm\,Q}{2\,\pi\,fi\,C}\right)^4 \qquad [17]$$

Per la [13] la [17] diventa:

$$G = \left(\frac{Gm}{2\,\pi\,BC}\right)^4 \qquad [18]$$

cioè il guadagno complessivo dei quattro stadi insieme è uguale alla quarta potenza del guadagno di un solo stadio monoaccordato di accoppiamento. Si faccia attenzione che nella [18] la larghezza di banda B è quella dei quattro stadi e non quella relativa ad un solo stadio. Il guadagno generale del complesso non è minorato, perchè la perdita dovuta allo sfalsamento della sintonia è compensata dall'aumentato Q di ogni stadio.

Es. Si ponga: $fi = 24$ MHz; $C = 15$ pF; $Gm = 5000$ μmho; $B = 5$ MHz.

Dalla [13] si deduce:

$$Q = \frac{1{,}68 \,.\, 24}{5} \cong 9$$

Dalla [7'] si deduce:

$$\alpha = 1 + \frac{1}{1{,}41 \,.\, 9} \cong 1{,}08$$

Dalla [2] si deduce:

$$fi_1 = 1{,}08 \,.\, 24 \cong 26 \text{ MHz e } fi_2 = 22{,}2 \text{ MHz}$$

Dalla [18] si deduce il guadagno effettivo per stadio:

$$G = \frac{5 \,.\, 10^{-3}}{6{,}28 \,.\, 15 \,.\, 10^{-12} \,.\, 5 \,.\, 10^{6}} = 10{,}65$$

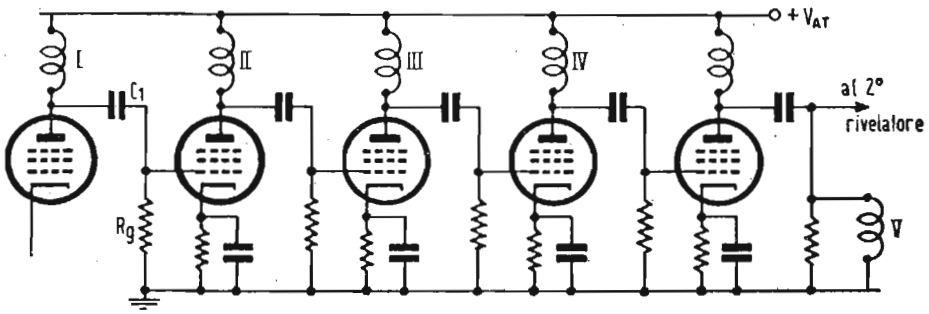
In pratica il guadagno totale è fornito dalla [18], ma non tutti gli stadi hanno il guadagno calcolato di 10,65; infatti il convertitore ha un piccolo guadagno, perchè il segnale RF applicato alla sua griglia di entrata non subisce un'amplificazione lineare, perchè per la formazione della FI è necessario usare la caratteristica (Vg - Gm) che non è lineare.

Non è necessario che i due stadi risonanti a fi_1 siano adiacenti (lo stesso per i due stadi risonanti a fi_2), è anzi consigliabile alternarli per evitare possibilità di reazione fra gli stadi adiacenti. La disposizione degli stadi non influisce sulla caratteristica globale dell'amplificatore di FI.

Diamo ora un tipico metodo di calcolo degli stadi a sintonia sfalsata. Tale metodo deve essere applicato per successive approssimazioni, perchè gli elementi calcolati colla prima applicazione devono essere successivamente leggermente corretti. Comunque si tratta sempre di un sistema rapido, facile da ricordare e da applicare, e che fornisce dei dati di orientamento assai vicini ai definitivi.

Il calcolo degli stadi FI a sintonia sfalsata si propone di determinare (note che siano la fiv, la fia, la banda B e l'attenuazione ammissibile agli estremi della banda) le frequenze di

accordo dei singoli stadi, il Q della bobina supposto uguale per tutti gli stadi, la larghezza di banda di ogni singolo stadio, la resistenza di smorzamento da derivare su ogni circuito accordato. Lo schema di principio è quello di fig. 11. Si debba calcolare un amplificatore FI a 4 stadi e a 5 circuiti accordati costituiti da una bobina risonante sulla capacità propria e distribuita del circuito. L'accoppiamento fra gli stadi sia capacitivo.



F. 11. — Schema di principio di un amplificatore a FI, a 4 stadi, 5 circuiti accordati, a sintonia sfalsata.

Si assume $fiv = 23{,}5$ MHz, $fia = 18$ MHz, $B = 5$ MHz con attenuazione di 3 dB.

La frequenza centrale si sceglie di 21 MHz, per cui le frequenze limiti superiore e inferiore risultano rispettivamente di 23,5 MHz e di 18,5 MHz. Detto G il guadagno di uno stadio si considera il prodotto:

$$GB = \frac{Gm}{2\pi(Ci - Cu)}$$

Gm è la mutua conduttanza statica del tubo amplificatore, Ci e Cu sono rispettivamente la capacità di entrata e di uscita del tubo. Per un pentodo EF 80 si ha che $GB = 110$, per cui il guadagno G per ogni stadio vale $G = 110/5 = 22$. Il prodotto GB è caratteristico del tubo usato e non tiene conto delle capacità parassite del cablaggio ecc. Il valore di GB dato dal fabbricante deve essere inteso per capacità a freddo del tubo; in funzionamento, dopo il riscaldamento, le capacità interelettrodiche aumentano, e GB diminuisce a circa la metà, per cui per il tubo EF80 si può contare su $GB = 55$ in funzionamento a regime termico raggiunto. Questa cifra presuppone che le capacità nel circuito anodico non sia aumentata da condensatori fissi; ciò im-

pone di ottenere la sintonia del circuito accordato di placca per mezzo di induttanza regolabile con nucleo di ferro polverizzato. Concludendo si può ammettere un'amplificazione di 11 per uno stadio il cui circuito anodico trasmetta la banda $B = 5$ MHz. Il guadagno totale dei 4 stadi deve essere prudenzialmente assunto di 10^4 per tener conto della diminuzione di guadagno dovuta ai circuiti trappola del suono associato, ed eventuali del video e del suono adiacenti, e per tener conto anche di piccole resistenze catodiche non by-passate, introdotte per compensare le variazioni della capacità di entrata dei tubi, dovute al controllo di contrasto quando questo agisce sugli stadi RF e FI. Riferendoci alla fig. 11 il circuito I è quello di placca del tubo convertitore, i circuiti II, III, IV sono quelli di placca dei tre tubi amplificatori FI, il circuito V è quello che alimenta il 2° rivelatore. Il calcolo delle frequenze di accordo di ciascuno di questi circuiti e la relativo larghezza di banda, si ottengono procedendo nel seguente modo per via grafica.

Si traccia una semicirconferenza avente il diametro assunto come base e asse delle frequenze, uguale alla larghezza di banda B totale (5 MHz nel nostro caso) dell'amplificatore completo. Lo si suddivide in 5 parti uguali. Dal punto medio di ciascun arco così ottenuto, si abbassa la perpendicolare al diametro graduato in frequenza. I piedi delle 5 perpendicolari determinano le frequenze di accordo di ogni stadio; le distanze orizzontali fra la perpendicolare centrale e quelle laterali indicano il disaccordo, ossia lo sfalsamento di frequenza di ogni singolo circuito rispetto alla frequenza centrale (21 MHz nel nostro caso). La larghezza di banda di ciascun circuito è uguale al doppio della larghezza del segmento perpendicolare che gli compete: così al circuito accordato alla frequenza centrale di 21 MHz compete un segmento di perpendicolare uguale al raggio del cerchio, perciò la relativa larghezza di banda è equivalente al diametro ossia a $B = 5$ MHz nel nostro caso.

Dalla fig. 12 si rilevano i seguenti valori:

Circuito	Frequenza MHz	Larghezza di banda MHz
I	18,6	1,6
II	19,5	4
III	21	5
IV	22,5	4
V	23,4	1,6

Se in luogo di un numero pari di stadi (dispari di circuiti) si adottasse un numero dispari di stadi (pari di circuiti) non si avrebbe nessun circuito accordato alla frequenza centrale, perchè la semicirconferenza verrebbe suddivisa in un numero pari di archi e perciò nessuna perpendicolare dovrebbe essere calata dal punto medio della semicirconferenza stessa.

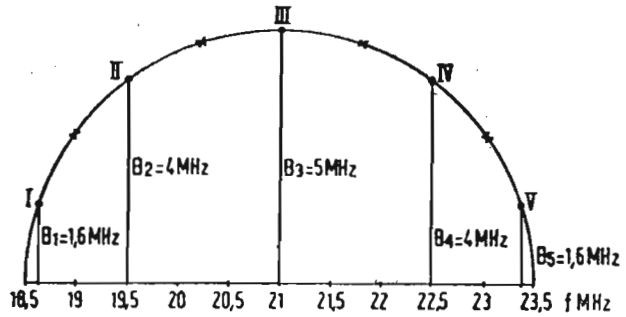


Fig. 12. — Calcolo grafico delle frequenze e delle larghezze di banda di un amplificatore FI a 5 circuiti accordati a sintonia sfalsata.

Per realizzare in pratica i valori delle bande passanti così calcolate, si procede così: si suppone che tutte le bobine dei circuiti accordati abbiano uguale Q e la larghezza di banda viene regolata disponendo in parallelo alla bobina un'opportuna resistenza di smorzamento. Tale resistenza invece che in parallelo alla bobina, può essere disposta fra griglia e massa dello stadio successivo a quello considerato. Nel determinare il valore della resistenza di griglia si può trascurare lo smorzamento introdotto dall'ingresso del pentodo, perchè è sempre assai minore di quello necessario. L'ultimo stadio FI è caricato col diodo rivelatore, che presenta un forte smorzamento, all'incirca uguale al valore della resistenza di carico del diodo. Il valore del Q delle bobine si ricava dal diagramma di fig. 12 per il circuito che ha la banda più stretta, colla formula:

$$Q = \frac{fo}{B} \qquad [19]$$

dove fo è la frequenza di accordo del circuito in parola. Così dalla fig. 12 appare che la minima larghezza di banda $B = 1{,}6$ MHz compete al circuito I, per il quale si ha $Q = 18{,}6/1{,}6 \cong 11{,}6$. Assumendo come capacità di accordo circa il doppio della somma della capacità di entrata e di uscita del tubo, cioè 22 pF la resistenza equivalente del circuito di carico anodico si calcola con la:

$$R = \frac{Q}{\omega o\, C} = \frac{11{,}6}{6{,}28 \,.\, 18{,}6 \,.\, 10^{6} \,.\, 22 \,.\, 10^{-12}} \cong 4{,}5 \text{ k}\Omega$$

Le bobine ad un solo strato per FI intorno ai 20 MHz presentano generalmente dei valori di Q dell'ordine di 25 entro allo schermo, perciò la resistenza in parallelo risulterebbe maggiore di 4,5 kΩ calcolato sopra, nel rapporto del Q effettivo al Q calcolato: $R' = 4{,}5 \,.\, 52/11{,}6 = 9{,}7$ kΩ. Dunque il circuito non è sufficientemente smorzato; per conferirgli la richiesta larghezza

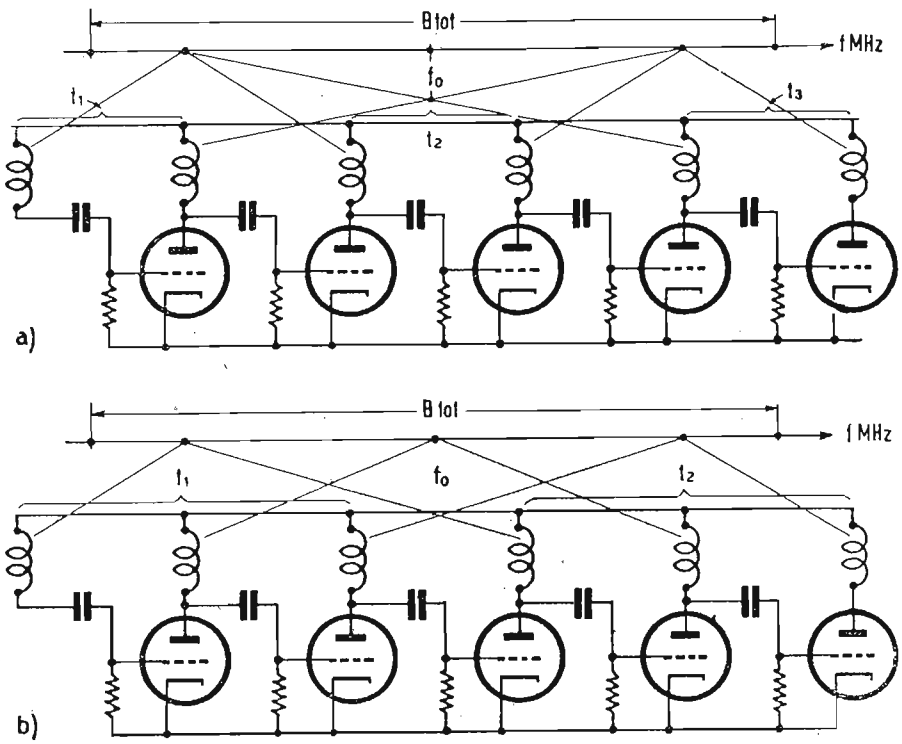


Fig. 13. — Amplificatore FI a 5 stadi (6 circuiti) a sintonia sfalsata: a) 3 gruppi di 2 circuiti; b) 2 gruppi di 3 circuiti.

di banda di 1,6 MHz è necessario appiattirne la risposta disponendo in griglia una resistenza Rg tale che in parallelo a 9,7 kΩ produca 4,5 kΩ:

$$Rg = \frac{4{,}5 \,.\, 9{,}7}{9{,}7 - 4{,}5} = \frac{43{,}7}{5{,}2} = 4{,}8 \text{ k}\Omega$$

Le resistenze di smorzamento degli altri stadi si calcolano in modo analogo. Nel caso di molti circuiti (in numero pari) a sintonia sfalsata la larghezza di banda dei circuiti esterni risulta

esigua. Si ovvia all'inconveniente suddividendo i circuiti in vari gruppi identici sfalsati in cascata, col sacrificio della perdita di guadagno. In fig. 13a) è indicato il raggruppamento di 6 circuiti (5 stadi di FI) in tre gruppi ciascuno di due circuiti (coppie o paia) mutuamente disaccordati, mentre la fig. 13b) indica il raggruppamento degli stessi 6 circuiti in 2 gruppi ciascuno di 3 circuiti (tripletti) mutuamente disaccordati. Se nel fissare i limiti della larghezza di banda si assume l'attenuazione 3 dB e la si pone uguale per ciascun gruppo a quella totale dell'amplificatore a 5 stadi la risposta agli estremi della banda passante risulta attenuata di 6 dB quando la suddivisione è in due gruppi, ovvero di 9 dB quando la suddivisione è in 3 gruppi di cascata.

E' quindi necessario assegnare a ciascun gruppo una larghezza di banda maggiore di quella totale (Btot) dell'amplificatore. I fattori di maggiorazione per i quali occorre moltiplicare la Btot per ottenere la larghezza di banda di ciascun gruppo sono dati dalla seguente tabella:

N. dei circuiti sfalsati in ogni gruppo	N. di gruppi identici 1	2	3	4	5
1	1	1,56	1,96	2,27	2,56
2	1	1,25	1,41	1,54	1,61
3	1	1,16	1,25	1,32	1,37
4	1	1,11	1,19	1,23	
5	1	1,09	1,15		
6	1	1,075	1,11		
7	1	1,05			

La larghezza di banda dei singoli gruppi cresce col numero dei gruppi stessi, il guadagno deve necessariamente diminuire nello stesso rapporto, perchè il prodotto GB è costante.

Il caso di 5 gruppi di un solo circuito ricorda un amplificatore con 5 circuiti accordati tutti alla stessa frequenza. Orbene dalla tabella risulta il coefficiente 2,56 come moltiplicatore della B da assegnare a ciascun circuito; se $B = 5$ MHz la larghezza di banda di ogni circuito vale $5 \times 2{,}56 = 12{,}8$ MHz. Poichè il guadagno dell'amplificatore a 5 circuiti sfalsati è di 10000, ossia di 10 per stadio, (pentodo EF80), nel caso di 5 circuiti tutti sintonizzati sulla stessa frequenza il guadagno sarà uguale a $(10/2{,}56)^4 = 230$.

Si vede quindi come sia vantaggioso l'uso degli stadi a sintonia sfalsata.

Non è obbligatorio assegnare ai circuiti sfalsati le frequenze di accordo in ordine crescente dal convertitore al 2° rivelatore, come risulterebbe dal diagramma di fig. 12. Generalmente conviene spostare dall'uno all'altro circuito le frequenze calcolate per vari motivi; si ricorda che ciò non influisce sulla forma della curva totale dell'amplificatore. Così il primo stadio FI è destinato ad amplificare anche il suono; conviene allora assegnare a tale stadio la frequenza di accordo sfalsato più vicina alla *fia*. Tuttavia si dovrà ricorrere ad un compromesso per esigenze opposte introdotte dal controllo di contrasto video. Infatti il controllo di contrasto agisce sulla polarizzazione degli stadi di amplificazione RF e FI (escluso il convertitore, per evitare spostamenti di frequenza dell'oscillatore); tali variazioni di polarizzazione inducono variazioni della capacità di entrata dei tubi, il che può modificare seriamente la curva generale di risposta del ricevitore. Allora si dovrà assegnare agli stadi controllati dal contrasto i circuiti FI, che comportano le bande più larghe allo scopo di risentire meno gli effetti delle modifiche delle curve di risposta.

Le variazioni della capacità di entrata colla pendenza di un tubo in seguito a variazione della polarizzazione di griglia, è notevole e talvolta inammissibile, per cui è necessario ricorrere ad una compensazione.

Nello studio di questa compensazione conviene ricordare gli effetti dell'induttanza dei collegamenti, della capacità distribuita e del tempo di transito, effetti che sono temibili alle frequenze alte. La valutazione delle induttanze e capacità parassite, non può essere precisa, perchè questi elementi non sono costanti e sfuggono a misure dirette. Si consideri il circuito di

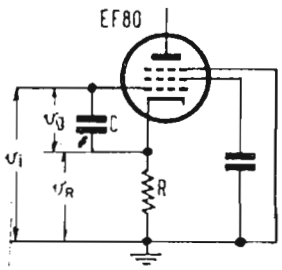


Fig. 14. — Circuito per la compensazione della variazione della capacità **C** di entrata.

principio di un amplificatore rappresentato in fig. 14 in cui si è inserito nel circuito di catodo una resistenza *R* senza condensatore in parallelo. Il condensatore *C* rappresenta la capacità fra catodo e griglia. *C* varia con la polarizzazione di griglia. Per il tubo EF80 $C = 7{,}2$ pF quando la corrente anodica è inter-

detta, mentre sale a 9,4 pF quando $Vg = -2$ V. All'interdizione dunque la capacità effettivamente misurata ai morsetti di ingresso è di 7,2 pF, essendo R trascurabile di fronte alla reattanza di C. In condizioni normali di lavoro la corrente del tubo provoca una tensione V_R ai capi della resistenza catodica R, per cui la tensione Vg ai capi di C risulta ridotta nel rapporto $1/(1 + Gm\ R)$, dove Gm è la mutua conduttanza statica del tubo. Si tratta di mantenere costante la corrente di carica di C, come se la capacità effettiva di entrata fosse pure costante. Passando dallo stato di interdizione alla polarizzazione di — 2 V la quantità $(1 + Gm\ R)$ è uguale a $9{,}4/7{,}2 = 1{,}3$; essendo $Gm = 7{,}4$ mA/V, la resistenza di catodo è uguale a $R = (1{,}3 - 1)/Gm = 0{,}3/7{,}4 \cdot 10^{-3} = 41\ \Omega$. Tale valore di R produrrebbe una compensazione esatta della variazione della capacità di entrata del tubo, ma avrebbe anche l'effetto di ridurre la Gm nel rapporto di $1/1{,}3 = 0{,}77$. Si deve perciò fare un compromesso e adottare $R = 27\ \Omega$. Il fatto che R non è by-passato, provoca di per sè una riduzione della variazione della resistenza di entrata. Infatti all'interdizione lo smorzamento di entrata prodotto dalla corrente che scorre in C e in R impedisce che la resistenza di entrata raggiunga valori molto alti. Tale smorzamento si verifica anche in condizioni normali di lavoro (ad onta di un'eventuale controreazione che aumenta la resistenza effetttiva di entrata) il circuito, presenta ai morsetti di ingresso fra griglia e massa, una resistenza totale leggermente minore di quella che presenterebbe se non si fosse introdotta nel catodo la R senza capacità by-pass, ovvero adottando in derivazione alla R un piccolissimo condensatore di $5 \div 10$ pF.

ACCOPPIAMENTO A TRASFORMATORE CON DOPPIO CIRCUITO ACCORDATO

a) Il circuito fondamentale di questo tipo di accoppiamento interstadio a FI è indicato in fig. 15a).

Si suppone per semplicità che i due circuiti primario e secondario siano identici ed esista tra di essi la induttanza mutua M, mentre R, L, C sono la resistenza, l'induttanza e la capacità costituenti ciascun circuito.

Il circuito equivalente di fig. 15a) è mostrato in fig. 15b). La corrente efficace di placca ip del pentodo è costante indipendentemente dalla frequenza ed è scelta in modo da possedere il valore $ip = 1 + jo$. Per semplificare lo studio conviene ricorrere

al circuito equivalente semplificato di fig. 15c) in cui la combinazione in parallelo RL figurante in b) è stata sostituita dalla combinazione rL in serie; fra le grandezze in gioco esiste dunque la relazione:

$$r + j\omega L = \frac{jR\omega L}{R + j\omega L} \qquad [20]$$

E' noto che se $R >> \omega L$ (ciò non si verifica per Q molto

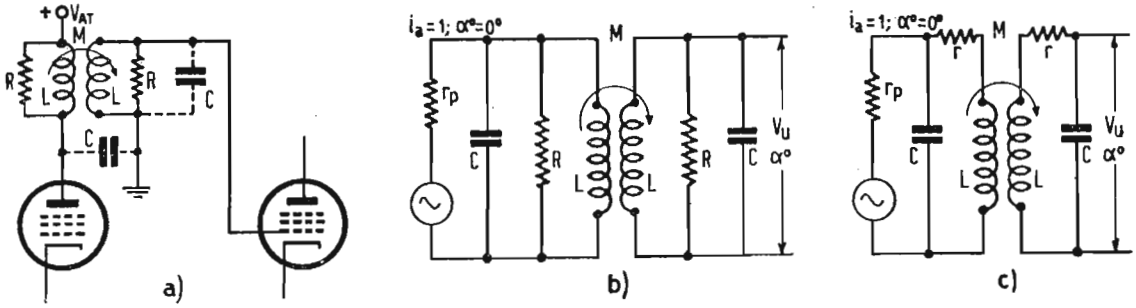


Fig. 15. — Accoppiamento interstadio con doppio circuito accordato: a) Circuito fondamentale; b) Circuito equivalente completo; c) Circuito equivalente semplificato.

basso del circuito) si ha semplicemente:

$$r = \frac{(\omega L)^2}{R} \qquad [21]$$

Introducendo il coefficiente di risonanza si ha:

$$Q = \frac{R}{\omega o L} = \frac{\omega o L}{r} \qquad [22]$$

Si dimostra facilmente che la tensione di uscita del circuito di fig. 15c) è uguale a quella di uscita del circuito di fig. 15b).

Autorizzazione del Tribunale di Milano 16-1-61 - N. 5502 del Registro
Direttore responsabile ALFONSO GIOVENE - Proprietà della Editrice Il Rostro
Distribuzione in abbonamento postale - Gruppo II
Distribuzione STE - Milano

detta, mentre sale a 9,4 pF quando $Vg = -2$ V. All'interdizione dunque la capacità effettivamente misurata ai morsetti di ingresso è di 7,2 pF, essendo R trascurabile di fronte alla reattanza di C. In condizioni normali di lavoro la corrente del tubo provoca una tensione V_R ai capi della resistenza catodica R, per cui la tensione Vg ai capi di C risulta ridotta nel rapporto $1/(1 + Gm\ R)$, dove Gm è la mutua conduttanza statica del tubo. Si tratta di mantenere costante la corrente di carica di C, come se la capacità effettiva di entrata fosse pure costante. Passando dallo stato di interdizione alla polarizzazione di — 2 V la quantità $(1 + Gm\ R)$ è uguale a $9{,}4/7{,}2 = 1{,}3$; essendo $Gm = 7{,}4$ mA/V, la resistenza di catodo è uguale a $R = (1{,}3 - 1)/Gm = 0{,}3/7{,}4 \cdot 10^{-3} = 41\ \Omega$. Tale valore di R produrrebbe una compensazione esatta della variazione della capacità di entrata del tubo, ma avrebbe anche l'effetto di ridurre la Gm nel rapporto di $1/1{,}3 = 0{,}77$. Si deve perciò fare un compromesso e adottare $R = 27\ \Omega$. Il fatto che R non è by-passato, provoca di per sè una riduzione della variazione della resistenza di entrata. Infatti all'interdizione lo smorzamento di entrata prodotto dalla corrente che scorre in C e in R impedisce che la resistenza di entrata raggiunga valori molto alti. Tale smorzamento si verifica anche in condizioni normali di lavoro (ad onta di un'eventuale controreazione che aumenta la resistenza effetttiva di entrata) il circuito, presenta ai morsetti di ingresso fra griglia e massa, una resistenza totale leggermente minore di quella che presenterebbe se non si fosse introdotta nel catodo la R senza capacità by-pass, ovvero adottando in derivazione alla R un piccolissimo condensatore di $5 \div 10$ pF.

ACCOPPIAMENTO A TRASFORMATORE CON DOPPIO CIRCUITO ACCORDATO

a) Il circuito fondamentale di questo tipo di accoppiamento interstadio a FI è indicato in fig. 15a).

Si suppone per semplicità che i due circuiti primario e secondario siano identici ed esista tra di essi la induttanza mutua M, mentre R, L, C sono la resistenza, l'induttanza e la capacità costituenti ciascun circuito.

Il circuito equivalente di fig. 15a) è mostrato in fig. 15b). La corrente efficace di placca ip del pentodo è costante indipendentemente dalla frequenza ed è scelta in modo da possedere il valore $ip = 1 + jo$. Per semplificare lo studio conviene ricorrere

al circuito equivalente semplificato di fig. 15c) in cui la combinazione in parallelo RL figurante in b) è stata sostituita dalla combinazione rL in serie; fra le grandezze in gioco esiste dunque la relazione:

$$r + j\omega L = \frac{jR\omega L}{R + j\omega L} \qquad [20]$$

E' noto che se $R >> \omega L$ (ciò non si verifica per Q molto

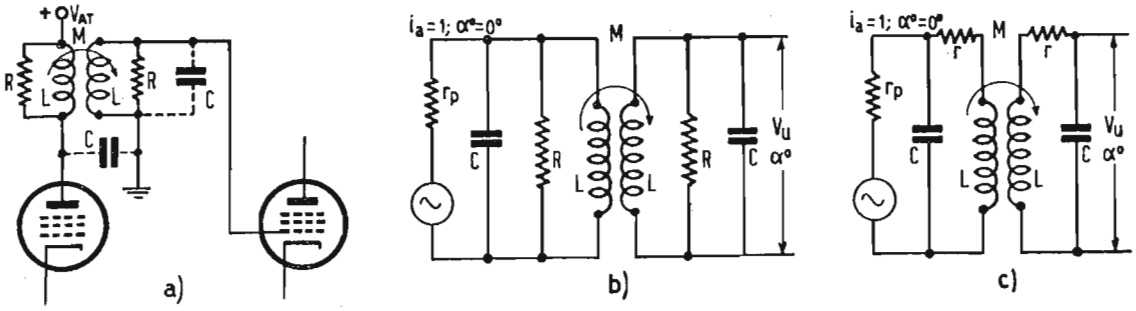


Fig. 15. — Accoppiamento interstadio con doppio circuito accordato: a) Circuito fondamentale; b) Circuito equivalente completo; c) Circuito equivalente semplificato.

basso del circuito) si ha semplicemente:

$$r = \frac{(\omega L)^2}{R} \qquad [21]$$

Introducendo il coefficiente di risonanza si ha:

$$Q = \frac{R}{\omega o L} = \frac{\omega o L}{r} \qquad [22]$$

Si dimostra facilmente che la tensione di uscita del circuito di fig. 15c) è uguale a quella di uscita del circuito di fig. 15b).

Autorizzazione del Tribunale di Milano 16-1-61 - N. 5502 del Registro
Direttore responsabile ALFONSO GIOVENE Proprietà della Editrice Il Rostro
Distribuzione in abbonamento postale - Gruppo II
Distribuzione STE - Milano

CORSO
TEORICO - PRATICO DI
TELEVISIONE

DISPENSA

N. 31

SOMMARIO

LEZIONE LIII:

Relazione fra larghezza di banda B e guadagno G per un accoppiamento a due circuiti accordati in un amplificatore a FI.

LEZIONE LIV:

Il rivelatore video - Diodo rivelatore con nessun elettrodo a massa - Il controllo automatico di sensibilità C.A.S. - Sistemi di C.A.S. semplice (non amplificato) - Sistemi di C.A.S. amplificato - Sistemi di C.A.S. comandati.

TUTTI I DIRITTI RISERVATI ALLA EDITRICE IL ROSTRO - MILANO

TIPOGRAFIA EDIZIONI TECNICHE - MILANO - VIA BALDO DEGLI UBALDI, 6

LEZIONE LIII

RELAZIONE FRA LARGHEZZA DI BANDA B E GUADAGNO G PER UN ACCOPPIAMENTO A DUE CIRCUITI ACCORDATI IN UN AMPLIFICATORE A FI

Il guadagno massimo si ha per la minima capacità di accordo. Tale capacità per il primario è costituita dalla somma delle capacità di uscita del tubo precedente e della capacità distribuita del circuito (almeno 5 pF). La capacità di accordo del se-

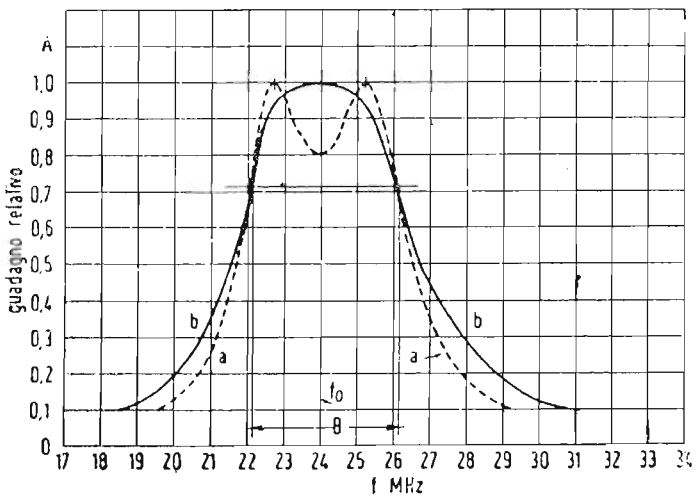


Fig. 16. — Guadagno relativo di un filtro di banda a 2 circuiti accordati in funzione della frequenza per fo = 24 MHz; **B** = 4 MHz; a) **Q** = 15,8; β = 2; b) **Q** = 8,48; β = 1.

condario può ritenersi uguale a quella di entrata del tubo successivo aumentata da 5 pF. Poichè la capacità del primario e del secondario non risultano generalmente uguali, è necessario provvedere un elemento di regolazione delle induttanze (nucleo di ferro polverizzato).

La determinazione della resistenza R di smorzamento occorrente per far passare la banda B desiderata e per una data capacità di accordo, si effettua secondo la relazione:

$$R = \frac{(\beta^2 + 2\beta - 1)^{1/2}}{2\pi C B} \qquad [23]$$

A parità di capacità C e di banda B si ha convenienza a stringere l'accoppiamento perchè ciò permette l'uso di resistenze di smorzamento più alte e quindi è possibile ottenere una maggiore amplificazione.

Chiamando Ztr l'impedenza di trasferimento ai picchi di risposta del circuito doppio accordato, cioè il rapporto fra la Vumax e la corrente di placca dello stadio precedente si ha:

$$Ztr = \frac{R}{2} \qquad [24]$$

Allora il guadagno dell'amplificatore con catodo a massa, vale:

$$G = \frac{Gm\,(\beta^2 + 2\beta - 1)^{1/2}}{4\pi C B} \qquad [25]$$

La [23] e la [25] indicano che (se C, B, Gm e β sono costanti) R e G non dipendono dalla frequenza di risonanza. Il guadagno del circuito doppio accordato è circa uguale a quello di un circuito mono accordato se $\beta = 1$, ma se $\beta = 2$ il circuito doppio ha un guadagno circa doppio del circuito singolo.

La curva di risposta del circuito di accoppiamento a trasformatore doppio accordato ha l'andamento tipico a sella di figura 16 cioè prossima alla rettangolare, per cui non occorre introdurre la sintonia sfalsata. Dalla [25] si è dedotto che il guadagno G cresce col coefficiente di accoppiamento β. Conviene fare $\beta > 1$, ma si trova una limitazione nell'entità dell'avvallamento centrale della curva. A titolo di confronto dell'accoppiamento a due circuiti sintonizzati con quello a sintonia sfalsata si suppone che il guadagno relativo alla frequenza centrale per un amplificatore a 4 stadi sia 0,889 per entrambi gli amplificatori. In fig. 17 si è rappresentata la curva di risposta *a* per i circuiti sfalsati e la curva di risposta *b* per i circuiti biaccordati, assumendo che i 4 stadi siano tutti uguali.

Si vede dalla fig. 16 che il guadagno per gli stadi monoaccordati e per quelli biaccordati è praticamente coincidente fra $1/\sqrt{2}$ e 1, a livelli di guadagno inferiori a 0,707 il circuito a trasformatore doppio accordato presenta una curva di risposta più ripida di quella presentata dal circuito monoaccordato. Se

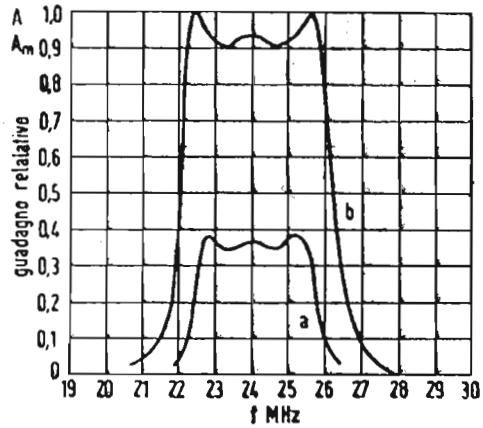


Fig. 17. — a) Guadagno relativo modificato **Am** per amplificatore FI con 2 stadi monoaccordati ($\mathbf{Q}_1$ = 11,31) e 2 stadi biaccordati $\mathbf{Q}_2$ = 24; β = 3); b) Guadagno relativo **A** con 2 stadi monoaccordati ($\mathbf{Q}_1$ = 9,05) e con 2 stadi biaccordati ($\mathbf{Q}_2$ = 19,2; β = 3), **B** = 4 MHz.

il guadagno totale G = 0,707, significa che il guadagno di un solo stadio è $\sqrt[4]{0{,}707}$ = 0,917.

Con questo valore del guadagno relativo si perviene alla espressione [26] seguente, che mette in relazione il guadagno totale dell'amplificatore con larghezza di banda B, con la capacità totale C per un dato tipo di tubo elettronico:

$$G = \frac{0{,}66\, Gm}{2\pi C B} \qquad [26]$$

in cui B rappresenta la larghezza di banda totale dell'amplificatore a 4 stadi.

Come si è detto, il guadagno è all'incirca uguale per i due tipi di circuiti di accoppiamento; il miglior pregio dell'accoppiamento a trasformatore accordato consiste nella maggior rapidità dei fianchi della curva di risposta che si avvicina alla forma rettangolare. Tuttavia il vantaggio non è sensibilissimo, per cui non si ha convenienza ad affrontare la maggior spesa, il complesso sistema di allineamento, il maggior ingombro dovuto alla presenza di due bobine. La grande maggioranza dei ricevitori TV ha l'amplificatore FI con stadi accoppiati con circuiti accordati singoli a sintonia sfalsata.

AMPLIFICATORE FI COMPOSTO DI UNO STADIO MONOACCORDATO E DI UNO STADIO A DUE CIRCUITI ACCORDATI

Agli effetti del guadagno l'accoppiamento a trasformatore con entrambi il primario e il secondario sintonizzati è assai vantaggioso rispetto all'accoppiamento con un solo circuito sintonizzato solo quando il coefficiente di accoppiamento $\beta > 2$. Questa condizione non è però accettabile perchè l'avvallamento della sella nella curva di risposta diviene troppo profondo. Come nell'esempio numerico del paragrafo precedente ci si deve limitare a valori di β di poco superiori all'unità. In simili condizioni il guadagno è all'incirca uguale a quello di uno stadio accoppiato con un singolo circuito accordato. E' possibile per aumentare il guadagno dell'amplificatore FI far precedere allo stadio biaccordato da uno stadio monoaccordato. Quest'ultimo provoca alla frequenza di risonanza un massimo nella curva di risposta; massimo che può compensare l'avvallamento prodotto dallo stadio successivo a due circuiti, per il quale è possibile in tal modo assumere $\beta \geqslant 2$, ossia sovraccoppiare il primario col secondario.

AMPLIFICATORI FI CON ACCOPPIAMENTO A FILTRO DI BANDA

Circuiti di accoppiamento a struttura di filtro possono essere realizzati in gradissima varietà, derivandoli dal tipo a due circuiti sintonizzati.

La fig. 18 rappresenta qualcuno dei sistemi più comunemente usati.

In a) è rappresentato l'accoppiamento induttivo fra 2 circuiti, ottenuto mediante l'induttanza L comune. Un simile circuito ha una curva di risposta analoga a quella di un circuito a trasformatore con entrambi primario e secondario accordati. Il coefficiente di accoppiamento è all'incirca proporzionale al valore di L. Quando L è una porzione notevole della induttanza di accordo $L_1 = L_2$, si ottengono due massimi nella curva di risposta, perchè i due circuiti risultano sovraccoppiati.

In b) l'accoppiamento fra i due circuiti è ottenuto per mezzo di un condensatore C comune. Il coefficiente di accoppiamento risulta circa inversamente proporzionale a C. I due massimi nella risposta si verificano per C sufficientemente piccolo da produrre sovra accoppiamento.

Se la FI è alta, il circuito b) non è opportuno perchè non tiene conto della capacità di uscita dello stadio precedente e di quello di entrata dello stadio successivo.

In c) l'inconveniente accennato per b) non esiste più. L'accoppiamento di due circuiti fra « lati caldi » offre il vantaggio

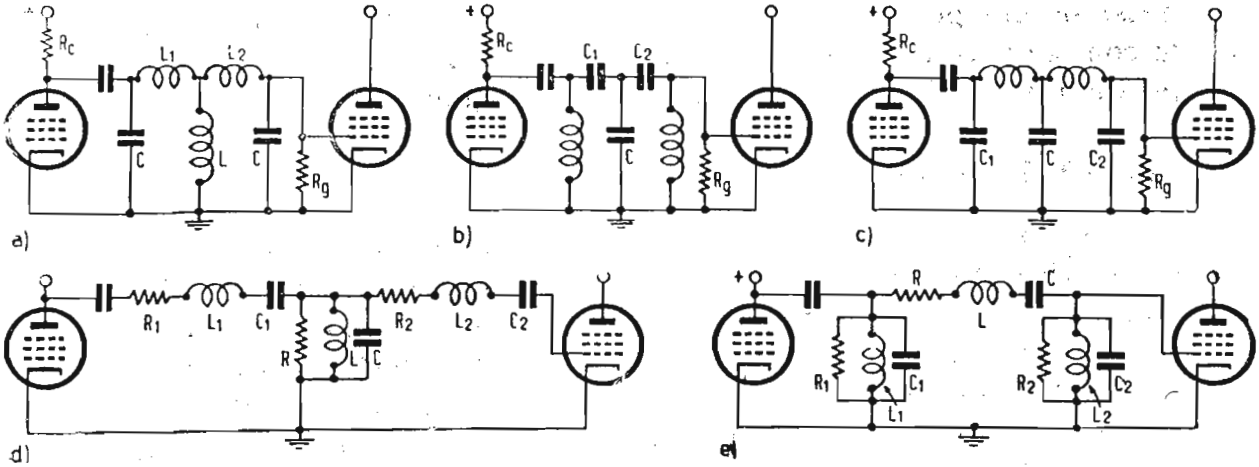


Fig. 18. — Circuiti di accoppiamento a filtro di banda: a) Accoppiamento induttivo (**L** in comune); b) Accoppiamento capacitivo (**C** in comune); c) Altro tipo di accoppiamento capacitivo; d) Accoppiamento a filtro tipo **T**; e) Accoppiamento a filtro tipo π.

di variare a piacere il coefficiente di accoppiamento usando per *C* un condensatore variabile, di più facile uso che un'induttanza variabile.

In d) si ha un filtro passa banda del tipo a T. Il circuito di accoppiamento consta di 3 sezioni: i due rami superiori del T sono circuiti a risonanza di corrente in serie, che alla frequenza di risonanza presentano un minimo di impedenza e quindi trasferiscono il massimo segnale dall'anodo del tubo precedente alle griglie di quello successivo; il circuito centrale del T è invece a risonanza di tensione in parallelo, e alla frequenza di risonanza presenta impedenza massima verso massa coadiuvando l'azione dei due bracci del T. Questo tipo di accoppiamento si presta bene fra due triodi a basso μ, alimentati a tensione costante, perchè l'alta resistenza interna di questi non permette al circuito R_1, L_1, C_1 di influire sulla componente alternativa della corrente anodica. Inoltre il filtro a T trascura le capacità di entrata e uscita dei tubi e richiede l'alimentazione anodica in parallelo della placca del 1° tubo.

In e) è indicato un filtro accoppiatore del tipo a π pure scomponibile in 3 sezioni: la sezione centrale superiore è un

circuito risonante serie; i due rami laterali del π sono costituiti da 2 circuiti a risonanza di tensione in parallelo, risonanti ciascuno sulla propria frequenza. Scegliendo opportunamente le frequenze di risonanza dei 3 rami e i loro coefficienti di sovratensione Q, si riesce a dare alla curva di risposta del filtro una forma prossima alla rettangolare, unitamente ad un buon guadagno dello stadio. Il filtro a π di fig. 18e) è consigliabile in connessione coi pentodi, perchè il circuito R_1, L_1, C_1 fuga a massa le componenti variabili del segnale in placca del tubo precedente, quando la frequenza di lavoro non è quella di risonanza.

CIRCUITI TRAPPOLA

Si è accennato alla necessità di escludere dal canale video in un ricevitore televisivo ogni traccia di segnali estranei, dovute al suono associato e alle portanti dei canali adiacenti. Fortunatamente in Italia gli 8 canali televisivi adottati dalla RAI non sono adiacenti; inoltre i trasmettitori accordati alle frequenze più vicine sono geograficamente allontanati per cui il pericolo di interferenza non è da temere. In Italia dunque il problema della reiezione si limita ad escludere dal video il suono, che lo accompagna nello stesso canale.

Le caratteristiche dei circuiti trappola sono le seguenti:

1) La trappola deve attenuare la portante audio in modo che il battimento fra video e audio nel punto corrispondente a 5,5 MHz risulti trascurabile. 2) La trappola deve permettere di avere una risposta abbastanza ampia e piatta intorno alla portante audio, per evitare che il suono subisca discriminazioni per pendenza della risposta. 3) La curva di risposta FI video non deve subire alterazioni per effetto della trappola, se non nelle immediate adiacenze della portante audio. 4) La trappola deve essere disposta nel ricevitore in un punto adatto per prelevare il segnale da portare all'ingresso dell'amplificatore FI audio nei ricevitori convenzionali a canali separati.

TRAPPOLE AD ACCOPPIAMENTO INDUTTIVO

La fig. 19) rappresenta una trappola costituita da un circuito risonante serie chiuso su se stesso, accoppiato induttivamente ad una bobina a FI video. Si viene così a costituire un circuito che si comporta come un trasformatore doppiamente accordato, in cui il secondario (trappola) risuona all'incirca alla f_{ia} (frequenza intermedia audio). A questa frequenza la trap-

pola riflette nel primario un'alta resistenza in serie, il che ha come effetto di abbassare il Q ed il guadagno del primario. L'accoppiamento fra primario e trappola non deve essere troppo stretto, altrimenti si altera profondamente l'intera curva FI video.

La trappola deve venir tarata non per la massima uscita a *fia*, ma per la minima interferenza del suono nel video. In generale un solo circuito trappola non riduce a sufficienza(occor-

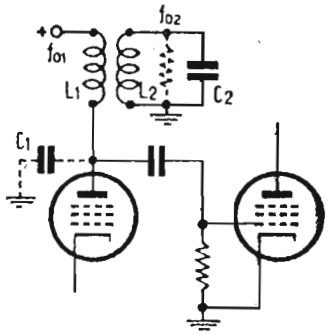


Fig. 19. — Circuito risonante serie trappola accoppiata induttivamente in uno stadio con 1 solo circuito accordato.

rono almeno 30 dB) la portante FI audio. E' quindi necessario aggiungere altre trappole, aumentare l'accoppiamento fra primario e secondario, oppure la nota di battimento a 5,5 MHz può essere eliminata nell'amplificatore video seguente il 2° rivelatore mediante un circuito assorbitore sintonizzato a 5,5 MHz.

L'effetto della trappola sulla curva di risposta FI video è quello di produrre un minimo alla frequenza sua propria di risonanza, ed un massimo poco pronunciato ad una frequenza leggermente inferiore per la stessa ragione per la quale si formano i due picchi nel circuito bi-accordato.

Quando la trappola è usata per prelevare il segnale FI audio da portare all'ingresso del 1° stadio dell'amplificatore a *fia*, il circuito di ingresso di tale stadio carica il circuito trappola, perchè ha una resistenza non infinita e per la presenza di capacità distribuite. Ne consegue una diminuzione del Q della trappola.

Si può attenuare l'inconveniente inviando all'amplificatore FI audio non tutta la tensione ai capi della trappola, ma una quota parte eseguendo una presa sulla bobina della trappola stessa. In tal modo si ha un segnale più debole all'entrata dell'amplificatore FI, ma in compenso si abbassa meno il Q della trappola, che conserva quasi tutto il suo potere assorbitore delle tensioni a *fia*.

TRAPPOLA AD ACCOPPIAMENTO CAPACITIVO

In fig. 20 è rappresentato un circuito trappola in serie accoppiato ad un circuito accordato singolo di FI per mezzo di un condensatore. Alla frequenza di risonanza il circuito parallelo L_2 C_3 presenta impedenza massima, quindi il segnale da non trasferire nel canale video, si localizza per la massima parte ai capi di detto circuito.

Alle frequenze lontane dalla risonanza, il circuito trappola non deve presentare impedenza apprezzabile per non ostacolare l'inoltro del segnale video; occorre perciò che C_3 sia abbastanza grande; in tal modo però si ottengono dei bassi Q per il circuito stesso, che pertanto non ha un forte potere assorbitore del segnale indesiderato. Inoltre la trappola in questo caso non serve per l'estrazione del segnale FI audio, perchè non ha nessun estremo a massa.

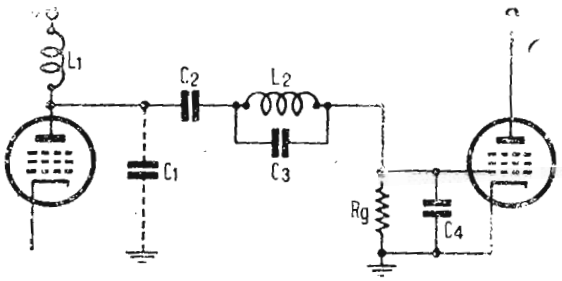


Fig. 20. — Trappola in serie ad accoppiamento capacitivo

TRAPPOLE CATODICHE

Le trappole ad accoppiamento induttivo o capacitivo sopra accennate rispettivamente agiscono inserendo nel circuito primario FI video una pura resistenza, o un'induttanza, o una capacità, col risultato di abbassare il Q ad una certa frequenza, e di produrre un picco di risonanza ad una certa frequenza. Il principio delle trappole inserite nel circuito di catodo del pentodo amplificatore FI è quello di ridurre il guadagno, per modo che non si verificano punte nella risposta dello stadio.

Un esempio è mostrato in fig. 21. Un circuito ad alto Q a risonanza di tensione accordato alla f_{ia} è inserito nel circuito di catodo di un pentodo. A questa frequenza esso si comporta come una resistenza relativamente alta, abbassa il guadagno dell'amplificatore per effetto di controreazione del segnale griglia-catodo. L'impedenza della trappola può inoltre essere fatta abbastanza alta per le frequenze lontane dalla risonanza, in mo-

do da influenzare l'intera curva di risposta FI dello stadio e di ricavare il segnale per l'amplificatore FI audio.

In fig. 21b) l'impedenza della trappola è indicata con Zk risonante a fo_2, mentre l'impedenza anodica Zl risuona a fo_1. Zk

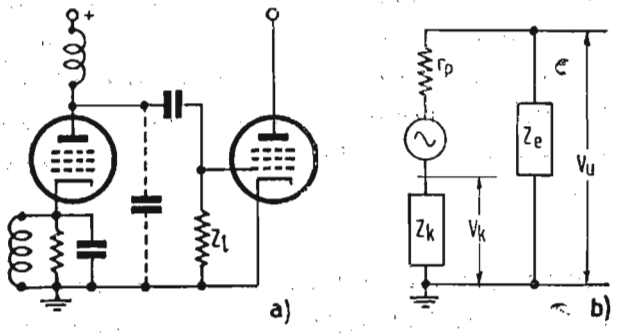


Fig. 21. — Trappola catodica: a) Circuito fondamentale; b) Circuito equivalente di principio.

è opportunamente scelta quando il suo effetto sull'impedenza di carico anodico è trascurabile a fo_1.

Per un pentodo amplificatore con basso carico anodico la espressione del guadagno è:

$$G = \frac{\mu Zl}{\mu Zk + rp} \cong \frac{Zl}{Zk + 1/Gm}$$

Occorre che sia Zk trascurabile rispetto a Gm (conduttanza mutua del tubo amplificatore).

La trappola catodica non produce sulla curva di risposta generale dell'amplificatore FI video, nessun picco; presenta invece un minimo alla frequenza di risonanza propria fo_2. Poichè Zk è in serie con Zl le cadute di tensione sono proporzionali alle impedenze. La tensione di uscita della trappola catodica risulta minore di quella di entrata all'amplificatore, perchè si tratta di un trasferitore catodico. Una trappola ad accoppiamento induttivo posta nel circuito anodico del tubo convertitore ha uscita circa doppia di quella di una trappola posta in serie col catodo del 1° stadio amplificatore FI video.

Il rapporto fra i guadagni con e senza trappola catodica è uguale a Gm Zk + 1, ossia l'efficienza della trappola in oggetto dipende dalla Gm; se questa è bassa l'efficienza è insufficiente. E' quindi necessario che il tubo lavori con polarizzazione

costante, abbia massima Gm e non gli sia applicato il regolatore del contrasto, o il c.a.s. Dati i bassi valori del rapporto L/C è difficile ottenere Q alti; la situazione può essere migliorata ricorrendo ad un trasformatore di accoppiamento fra il catodo (primario) e la trappola (secondario). L'efficienza in tal caso dipende dall'impedenza riflessa al primario.

Alla risonanza il secondario riflette resistenza pura; sopra la risonanza riflette resistenza in serie a capacità; sotto la risonanza riflette resistenza in serie a induttanza. Anche per la trappola catodica il coefficiente di accoppiamento dovrà essere determinato in modo che l'effetto della trappola stessa sia trascurabile a f_{o1}.

COMPORTAMENTO DI UN AMPLIFICATORE FI VIDEO IN REGIME DI MODULAZIONE SINOIDALE

La curva di risposta di forma rettangolare è la più opportuna per un amplificatore FI, perchè provoca la minima distorsione. Se la sommità della curva di risposta è piana per tutta la banda di frequenza desiderata, non si ha distorsione di ampiezza perchè tutte le frequenze in essa comprese sono amplificate uniformemente. Ciò però non basta per avere una buona riproduzione dell'immagine. Può infatti intervenire la distorsione di

Fig. 22. — Effetto della distorsione di fase: a) Figura trasmessa con frequenza 2 e 1 MHz; b) Figura riprodotta con distorsione di fase (il tempo di ritardo aumenta colla frequenza).

fase. Così la fig. 22a) contenente un'onda sinoidale a 1 MHz ed una seconda onda a 2 MHz può venir riprodotta come in figura 22b), ossia con rapporti di ampiezza uguali a quelli della figura originale, ma con gli elementi a 2 MHz spostati a sinistra rispetto a quelli a 1 MHz. Lo spostamento di fase dipende dal tempo di ritardo. Quando un segnale si propaga lungo una linea di trasmissione, si genera un tempo di ritardo effettivo, dovuto alla velocità non infinita di propagazione e dalla lunghezza fisica della linea. Così il segnale che arriva ai morsetti di antenna del ricevitore è un effettivo ritardo rispetto al segnale captato dall'antenna, perchè ha percorso la linea di discesa che collega l'antenna al ri-

cevitore. Astrazione facendo dagli effetti del tempo di transito, si può ammettere che il tempo impiegato dalla corrente di segnale a propagarsi nel ricevitore sia trascurabile. Tuttavia quando il segnale s'imbatte in un elemento reattivo ha luogo un ritardo per così dire artificiale. Così il segnale in uscita nel circuito di placca con carico puramente capacitivo può ritardare di 90° sul segnale di entrata; viceversa il segnale in uscita può anticipare di 90° quello di entrata se il carico è puramente induttivo. In quest'ultimo caso il tempo di anticipo va inteso verificarsi dopo che si è stabilito il regime permanente, perchè non può esistere un segnale in uscita prima che ne sia applicato uno all'ingresso; all'applicazione in griglia del primo impulso sinoidale, l'uscita non può anticipare l'entrata. La prova con onda sinoidale si effettua facendo passare tale segnale permanente attraverso un circuito, per modo che la tensione di uscita può ritardare o anticipare sulla tensione di entrata. Quando un segnale in uscita è in ritardo si dice che si è in presenza di un tempo di *ritardo positivo*, e si definisce *sfasamento positivo*. Quando l'uscita anticipa sull'entrata si dice che si è in presenza di un *ritardo negativo*, e si definisce *sfasamento negativo*.

Lo sfasamento è rappresentato da un angolo e come tale viene computato in gradi. Il tempo di ritardo è effettivamente un tempo e viene computato in secondi o in sottomultipli (μsec). Le due grandezze sono interdipendenti secondo la relazione che ci è già nota dallo studio degli amplificatori a video frequenza.

$$\varphi'' = 360\ f\ \tau \qquad [27]$$

dove: φ = angolo di sfasamento in gradi; f = frequenza del video segnale in Hz; τ = tempo di ritardo in sec.

La distorsione di fase è nulla se τ è costante per tutte le frequenze sinoidali; perchè ciò avvenga è necessario che φ sia proporzionale ad f, ossia l'angolo di sfasamento deve essere direttamente proporzionale alla video frequenza.

Quando un segnale modulato sinoidalmente in ampiezza percorre un amplificatore FI, l'uscita a video frequenza del 2° rivelatore può risultare spostata di fase rispetto al segnale applicato allo ingresso dell'amplificatore FI. La [27] non è applicabile al confronto di un segnale a video frequenza con un segnale FI modulato. Per trovare la relazione che ci interessa fra il tempo di ritardo del video segnale e lo spostamento di fase a FI facciamo un esempio semplificato. Si consideri una portante a 8 Hz

modulata contemporaneamente da 2 segnali: uno a 1 Hz, l'altro a 2 Hz. La fig. 23a) ne è la rappresentazione vettoriale per lo istante $t = 0$.

Il segnale modulato subisce uno sfasamento proporzionale alla frequenza da parte dell'amplificatore FI, la cui caratteristica frequenza-sfasamento è lineare (fig. 23b); all'uscita i vettori

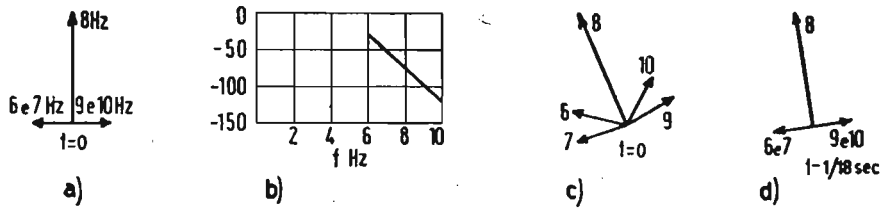


Fig. 23. — Relazione fra il tempo di ritardo del segnale a video frequenza e lo sfasamento di fase a FI: a) Portante a 8 Hz modulata dai segnali 1 Hz e 2Hz; b) Curva dell'amplificatore FI lineare freq. - sfasamento; c) Vettori sfasati all'uscita dell'amplificatore; d) Vettori all'uscita 1/18 di sec. prima che in c).

assumono le posizioni di fig. 23c). Un istante prima i 3 vettori emergenti avranno assunto le posizioni di fig. 23d), ciò avviene esattamente 1/18 di secondo prima che si verifichi la configurazione c). Poichè la configurazione d) riproduce lo stesso inviluppo di modulazione di fig. 23a), il segnale in uscita anticipa di 1/18 di sec., ossia si verifica un ritardo negativo di — 1/18 di secondo.

Generalizzando il risultato del particolare esempio sopra riportato, detti:

φs = sfasamento in gradi dell'oscillazione laterale superiore;
φi = sfasamento in gradi dell'oscillazione laterale inferiore;
φp = sfasamento in gradi dell'oscillazione portante; τ = tempo di ritardo in sec.

Si può scrivere:

$$\tau = \frac{\varphi s - \varphi p}{360 f} = \frac{\varphi p - \varphi i}{360 f} \qquad [28]$$

oppure per trasmissione a doppia banda laterale.

$$\tau = \frac{\varphi s - \varphi i}{720 f} \qquad [28\ bis]$$

Confrontando la [27] colla [28] si ottiene:

$$\varphi = \varphi s - \varphi i \qquad [29]$$

oppure:

$$\varphi = \frac{\varphi s - \varphi i}{2} \qquad [29\ bis]$$

dove φ è lo sfasamento relativo alla video frequenza.

Per frequenze f di modulazione molto basse la [28] e la [28 bis] cadono in difetto. In tal caso il tempo di ritardo si calcola colla:

$$\tau = \frac{1}{360} \frac{d\varphi}{df} \qquad [30]$$

dove la derivata è valutata alla frequenza portante.

Le [28 bis] e [29 bis] sono valide per la trasmissione a doppia banda laterale, perchè in esse non compare lo sfasamento della portante. E' ovvio che per non avere distorsione di ampiezza l'amplificazione deve essere costante per tutte le frequenze delle bande laterali superiore ed inferiore.

La corretta curva di risposta di un ricevitore TV per la ricezione di un'onda trasmessa con una banda laterale parzialmente soppressa è quella per cui, dopo aver dimezzata la portante FI video, le frequenze di modulazione comprese fra 0 e 1 MHz vengono globalmente amplificate come le frequenze superiori a 1 MHz. Le equazioni [28] e [29] si possono applicare alle trasmissioni con una singola banda laterale colla sola limitazione che la portante finale abbia ampiezza maggiore o al minimo uguale a quella della banda laterale finale.

In tutti i casi contemplati dalle equazioni da [28] a [30] non si verifica distorsione di fase se la caratteristica frequenza-sfasamento FI è lineare nell'intero campo di frequenza di lavoro intorno alla portante FI.

Esaminiamo ora la caratteristica frequenza-sfasamento di un circuito monoaccordato.

L'angolo di fase per un tale circuito è dato dalla:

$$\varphi = + \operatorname{artg} Q\alpha \qquad [31]$$

La [31] è sufficientemente lineare per $-45° < \varphi < +45°$.

Per $\varphi = \pm 45°$ il guadagno relativo si riduce a 0,707. Il massimo sfasamento raggiungibile è $\pm 90°$.

Per un amplificatore FI a 4 stadi a sintonia sfalsata, a 2 coppie di circuiti uguali, si tracciano le curve frequenza-tempo di ritardo per i due circuiti diversi; per ottenere la risposta generale si sommano dette due curve e si raddoppiano i risultati. La curva generale è non lontana dalla linearità e presenta scostamenti massimi accettabili intorno al valor medio del tempo di ritardo. Si conclude che l'amplificazione FI a sintonia sfal-

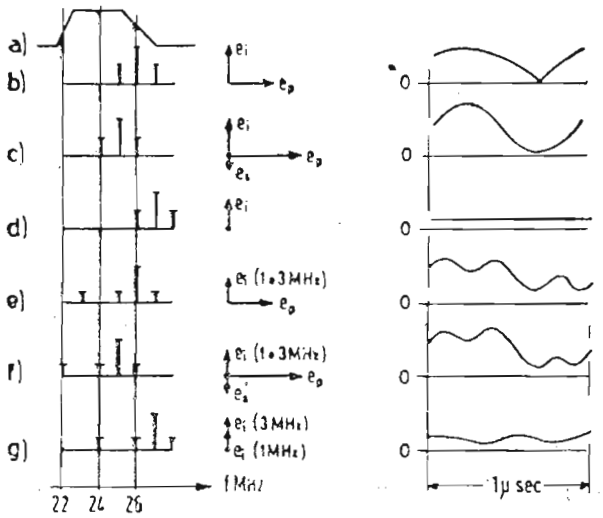


Fig. 24. — Comportamento dell'amplificazione sotto la azione di un'onda modulata sinoidalmente in ampiezza con 1 segnale a 1 MHz (doppia banda) in a), b), c); con 1 segnale a 1 MHz (doppia banda) e con 1 segnale a 3 MHz (singola banda, inferiore) in e), f), g).

sata non comporta gravi distorsioni di fase.

In un amplificatore FI a trasformatore con due circuiti accordati, lo sfasamento viene complicato dal trasformatore, che introduce uno sfasamento costante di 90°, nonchè dal fatto che un nuovo sfasamento di 180° può sorgere in dipendenza delle modalità con cui è connesso il secondario. Tuttavia i due sfasamenti ora menzionati non possono alterare la curva frequenza-sfasamento dell'amplificatore, perchè sono costanti.

Considerando l'amplificatore FI misto, con 2 stadi monoaccordati e due stadi biaccordati, si vede la possibilità di sfruttare la combinazione delle due caratteristiche ottenendosi che lo amplificatore misto presenti una minima distorsione di fase.

Concludendo lo sfasamento indicato dalla fig. 22 non è reale e fortunatamente non viene provocato da nessun tipo di amplificatore FI video.

Dunque in regime permanente di modulazione sinoidale la distorsione non è grave se la portante video FI è correttamente collocata sulla curva di risposta generale dell'amplificatore. Se

questa condizione non è rispettata può sorgere una fortissima distorsione come indica la fig. 24. In a) è rappresentata la curva ideale FI con la *fiv* posta al punto di risposta 50% (26 MHz). In b) la portante 26 MHz è modulata con doppia banda da un segnale video a 1 MHz. Poichè la portante è attenuata di 6 dB essa assume la stessa ampiezza del vettore laterale inferiore che giace a 90° colla portante stessa, mentre il vettore laterale superiore viene annullato. Ne risulta una trasmissione con singola banda laterale; l'inviluppo di modulazione non è sinoidale e sorge una forte distorsione.

In c) il segnale modulante è portato a 25 MHz. La portante e l'oscillazione laterale superiore raggiungono le loro massime ampiezze, mentre l'oscillazione inferiore è parzialmente sacrificata. L'ampiezza di uscita video è quasi il doppio che in b).

In d) la portante giace a 27 MHz, la portante e l'oscillazione superiore vengono eliminate, esiste solo l'oscillazione inferiore e l'uscita video del rivelatore è una pura tensione continua. Se in luogo della sola frequenza modulante di 1 MHz si usa anche una frequenza modulante maggiore, per es. 3 MHz, e si usa la trasmissione monobanda per i 3 MHz si perviene alla fig. 24e), in cui le oscillazioni laterali sono ridotte al 25% della portante per evitare sovramodulazioni. La portante è esattamente collocata a 26 MHz e l'uscita video riceve il contributo delle oscillazioni a 1 e 3 MHz combinate. Nella stessa ipotesi di modulazione si porti la portante a 25 MHz (come in *f*); si esalta la componente a 1 MHz, ma la componente a 3 MHz rimane invariata. La risposta alle alte frequenze video è scarsa, perchè le frequenze $>$ 3 MHz vengono completamente attenuate.

In g) la portante è posta a 27 MHz ed è modulata come in e) ed f). Questo caso in cui la portante si perde completamente non si verifica in pratica. L'uscita è tuttavia diversa da zero, come in d), ma invece le due oscillazioni laterali inferiori fanno battimento fra loro e producono una uscita alla frequenza di 2 MHz.

Concludendo l'esame del ricevitore con onda sinoidale di prova permette di allineare esattamente l'apparecchio alla FI; quando la curva ottenuta è quella desiderata si è certi che la distorsione di fase non è presente. Se la portante video FI è posta troppo in alto sulla curva di risposta, si ha perdite di alte frequenze video; se per contro la portante video è posta troppo in basso sulla curva di risposta, si ha distorsione dovuta a battimento fra le varie componenti laterali del segnale FI.

COMPORTAMENTO DI UN AMPLIFICATORE FI VIDEO SOTTO L'AZIONE DI IMPULSI DISTURBANTI

L'effetto degli impulsi dovuti ai disturbi è sentito dopo il 3° stadio di amplificazione FI, quando cioè il segnale ha un'ampiezza notevole confrontabile con valori della tensione di polarizzazione di griglia dei tubi amplificatori FI. In fig. 25a) è indicato uno stadio in cui la resistenza di fuga *R*g di griglia (= 4 kΩ) costituisce anche la resistenza di smorzamento del cir-

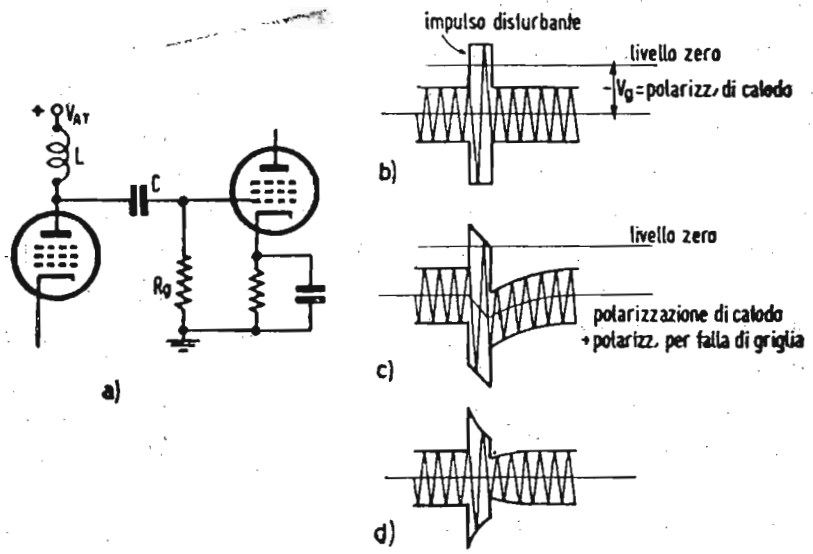


Fig. 25. — Disturbi agenti in uno stadio FI: a) Stadio con accoppiamento a circuito monoaccordato; b) Segnale FI contenente un disturbo verso il nero applicato alla griglia; c) Deformazione del segnale precedente, susseguente all'aumentata polarizzazione per falla di griglia; d) Segnale di uscita in seguito a modulazione della tensione di polarizzazione di griglia.

cuito accordato singolo di placca del tubo precedente. In b) alla griglia arriva un segnale contenente un forte impulso disturbante, che ne aumenta l'ampiezza spostandolo verso il nero. Tale segnale ha ampiezza sufficiente a rendere la griglia positiva rispetto al catodo, con conseguente passaggio di corrente di griglia. Questa carica rapidamente il condensatore *C* di accoppiamento attraverso la bassa resistenza griglia catodo del tubo conduttivo. La scarica di *C* avviene invece molto più lentamente attraverso la resistenza *R*g. Questo processo comporta una polarizzazione per falla di griglia, che si somma istantaneamente alla polarizzazione del catodo (v. fig. 25c).. Poichè la caratteristica (*i*a - *v*g) del tubo non è lineare, l'incremento di polarizza-

zione provoca una momentanea riduzione del guadagno ed il segnale si deforma come in d). L'immagine riprodotta presenta una striscia bianca seguente ogni impulso disturbante, dato che al cessare del disturbo l'amplificazione riprende esponenzialmente il suo valore normale. La striscia bianca può risultare maggiormente disturbante dell'impulso parassita stesso. Se si dispone l'induttanza del circuito accordato in griglia dello stadio considerato, anzichè in placca dello stadio precedente, si

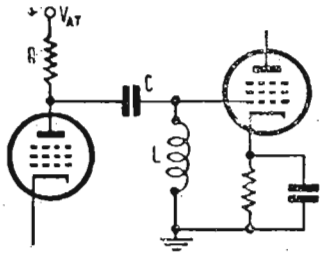


Fig. 26. — Circuito di accoppiamento monoaccordato con induttanza **L** in griglia per rendere lo stadio insensibile ai disturbi.

perviene al circuito di fig. 26, per la quale l'inconveniente sopra accennato non esiste più. Infatti il condensatore *C* di accoppiamento ora è costretto a scaricarsi attraverso *L* in un tempo molto minore di quello impiegato per la carica, evitando la formazione della polarizzazione supplementare per falla di griglia. L'impulso parassita viene tagliato tosto che la griglia diviene positiva. Con lo schema di fig. 26 si ha però un abbassamento della tensione continua di placca del tubo precedente per la presenza della resistenza di smorzamento nel circuito anodico.

Una distorsione che si verifica assai frequentemente nei ricevitori di televisione è la presenza della striscia bianca, che segue le aree nere relativamente ampie dell'immagine in senso orizzontale. In molti casi ciò è da imputarsi a cause analoghe a quelle sopra ricordate per gli impulsi disturbanti: se uno dei tubi amplificatori FI non è sufficientemente polarizzato, la griglia può diventar positiva per il video segnale corrispondente alle aree nere, che pertanto saranno seguite sullo schermo di visione da strisce sfumate bianche, che contrastano dannosamente.

Il miglior rimedio per questo male è l'uso di una via di bassa resistenza per il ritorno da griglia a massa delle componenti continue del segnale, come realizza lo schema di fig. 26.

LEZIONE LIV

IL RIVELATORE VIDEO

Come nei comuni ricevitori supereterodina, anche nei televisori si opera la seconda rivelazione allo scopo di ottenere una tensione in uscita del rivelatore proporzionale all'ampiezza dell'inviluppo di modulazione del segnale di media frequenza.

Il rivelatore universalmente usato in TV è quello a diodo (tubo elettronico, o cristallo). Il rivelatore video deve soddisfare a maggiori esigenze del rivelatore audio. Infatti si richiede che il circuito video rivelatore fornisca la desiderata polarità, abbia uniforme risposta in frequenza e sia opportunamente filtrato.

DIODO RIVELATORE CON NESSUN ELETTRODO A MASSA

Il diodo rivelatore capacitivamente accoppiato allo stadio di FI può essere connesso in circuito in modo da non presentare nessun elettrodo a massa, ovvero in modo da avere il catodo a massa.

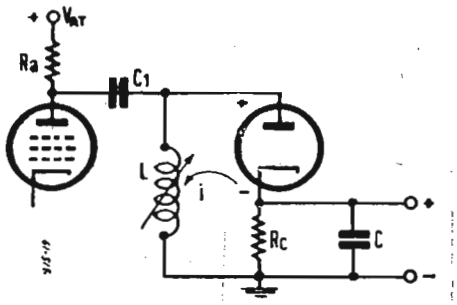


Fig. 27. — Circuito rivelatore a diodo non a massa, ad accoppiamento capacitivo, con carico Rc nel circuito di catodo.

Il primo caso è illustrato in fig. 27. In essa il diodo è alimentato da uno stadio a FI a pentodo. L'induttanza *L* si sintonizza con la capacità distribuita.

Il diodo è conduttivo solo quando il segnale applicato ha un'ampiezza tale da rendere la placca positiva rispetto al catodo.

Quando il diodo è conduttivo la corrente carica il condensatore *C* che si scarica attraverso la resistenza *R*c nei periodi di non conduzione del diodo.

Quando la resistenza *R*c di carico del diodo è inserita nel circuito di catodo la polarità della tensione rivelata è positiva rispetto alla massa, ossia il diodo rivela la parte superiore dell'inviluppo di FI applicato al rivelatore. In altre parole: applicando al diodo con *R*c sul catodo, il segnale completo a FI di fig. 28a) (standard a modulazione negativa), si ottiene ai capi

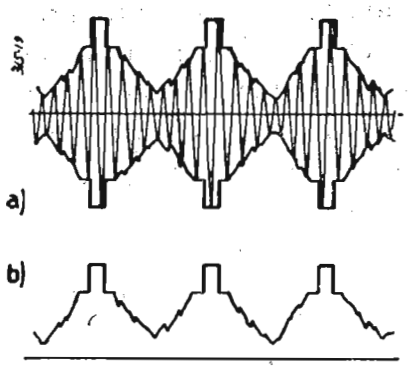


Fig. 28. — a) segnale FI applicato all'ingresso del rivelatore; b) segnale rivelato di uscita del circuito di fig. 27.

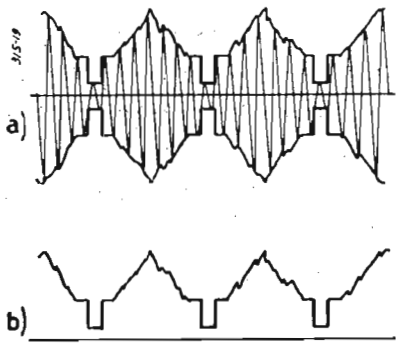


Fig. 29. — a) segnale FI a modulazione positiva applicato all'ingresso del rivelatore; b) segnale rivelato all'uscita del circuito di fig. 27.

di *R*c la tensione di fig. 28b) in cui le creste del sincro raggiungono la massima ampiezza positiva, mentre al segnale massimo bianco corrisponde il più basso livello di tensione. Il lato di *R*c connesso al catodo pur essendo negativo rispetto alla placca, è positivo rispetto a massa e al polo negativo del generatore. In questo caso si dice che il segnale video rivelato ha fase negativa, perchè si considera positiva la fase del segnale video, quando questo presenta i picchi sincronizzanti al minimo livello allo scopo di interdire il fascetto elettronico del tubo catodico mentre il massimo bianco deve portare lo schermo di visione alla massima luminosità. Concludendo, il diodo rivelatore con resistenza di carico *R*c sul catodo ha polarità positiva perchè il segnale raccolto è positivo rispetto a massa, ma la fase del video è negativa, perchè alle punte sincronizzanti compete la massima ampiezza positiva.

Se il segnale rivelato deve essere applicato alla griglia del tubo catodico è evidente che occorre un numero dispari (uno o

tre) di stadi amplificatori a video frequenza che, oltre a portare il livello della tensione rivelata al valore necessario per pilotare in pieno il tubo catodico, provvedono a invertire la polarità del segnale rivelato cioè a riportare positiva la sua fase.

Se in luogo di uno standard a modulazione negativa (Italia, America, nazioni europee aderenti al C.C.I.R.) si considera uno standard a modulazione positiva (Francia, Inghilterra) il rivelatore con *R*c sul catodo di fig. 27 è ancora di polarità positiva ed inoltre fornisce un segnale video rivelato di fase pure positiva, perchè rivelando la metà superiore dell'inviluppo, isola in questo caso il segnale video composto con le creste di sincronismo rivolte in basso e col massimo bianco al livello più alto di tensione positiva, come mostrano le figg. 29a) e 29b).

Il numero degli stadi di amplificazione video deve perciò essere pari (generalmente due) se il tubo catodico è pilotato in griglia.

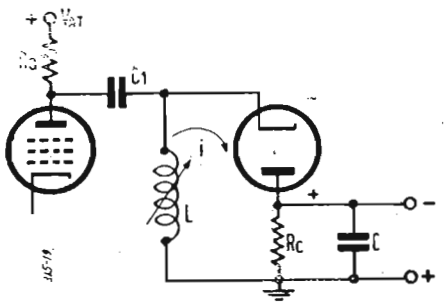


Fig. 30. — Circuito rivelatore a diodo non a massa, ad accoppiamento capacitivo con carico **R**c nel circuito di placca.

Disponendo la resistenza di carico diodico nel circuito di placca come in fig. 30, il diodo diventa conduttivo solo quando il segnale alternato applicato rende il catodo negativo rispetto alla placca. In questo caso il lato di *R*c collegato all'anodo risulta negativo rispetto alla massa e al polo positivo del generatore, pur essendo positivo rispetto al catodo. Il rivelatore ha dunque polarità negativa, perchè la tensione raccolta ai capi di *R*c è come si è detto, negativa rispetto alla massa.

Circa la fase del segnale video rivelato consideriamo i due casi di modulazione negativa e positiva del segnale FI applicato all'ingresso del rivelatore. Colla modulazione negativa, il diodo rivelando la metà inferiore dell'inviluppo, fornisce attraverso all'accoppiamento capacitivo ai successivi stadi di amplificazione a video frequenza, un segnale che presenta le creste di sincronismo al minimo livello di tensione, e il massimo bianco al più alto livello. E' questa la fase corretta per pilotare il tubo catodico in griglia; il numero di stadi amplificatori a video fre-

quenza non dovendo alterare questa fase positiva, deve essere pari. La situazione ora descritta è meglio chiarita in fig. 31a) e 31b). Colla modulazione positiva, il diodo rivelando ancora la porzione negativa dell'inviluppo fornisce attraverso all'accoppiamento capacitivo ai successivi stadi amplificatori a video frequenza, un segnale composto avente le creste di sincronismo

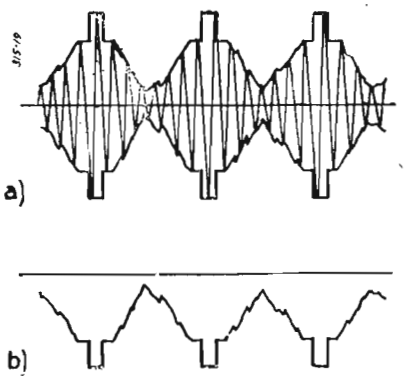


Fig. 31. — a) segnale FI a modulazione negativa applicato all'ingresso del rivelatore; b) segnale rivelato all'uscita del circuito di fig. 28.

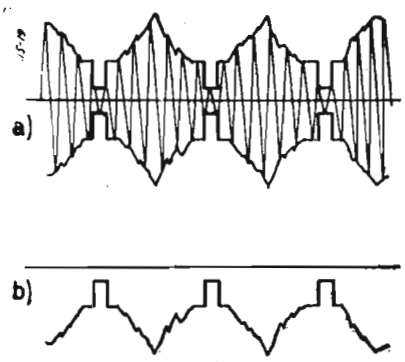


Fig. 32. — a) segnale FI a modulazione positiva applicato all'ingresso del rivelatore; b) segnale rivelato all'uscita del circuito di fig. 28.

al massimo livello di tensione, e il massimo bianco al più basso livello, cioè fornisce un video segnale rivelato di fase negativa; richiede perciò un numero dispari di stadi di amplificazione a video frequenza per riportare la giusta fase necessaria a pilotare il tubo catodico di griglia. La nuova situazione è indicata in fig. 32a) e 32b).

Concludendo il rivelatore a diodo ad accoppiamento capacitivo con resistenza di carico *R*c disposta nel circuito di catodo ha polarità negativa, fornisce un segnale video di fase positiva con modulazione negativa, ed un segnale video di fase negativa con modulazione positiva.

Si noti che quando occorre un numero pari di stadi amplificatori a video frequenza (rivelatore a diodo con *R*c nel catodo e modulazione positiva, ovvero con *R*c in placca, e modulazione negativa) si impiegano effettivamente due stadi; ma quando occorre un numero dispari di stadi amplificatori (*R*c nel catodo e modulazione negativa, ovvero *R*c in placca e modulazione positiva), se un solo stadio non è sufficiente, non si impiegano tre stadi, ma in generale si gira la difficoltà applicando il video segnale al catodo del tubo catodico invece che alla griglia; in tal caso sono sufficienti due stadi.

Si tende, specie nei ricevitori economici, a ridurre ad uno solo lo stadio amplificatore V.F., perciò il segnale rivelato e amplificato viene addotto alla griglia o al catodo a seconda del tipo di modulazione e di rivelatore addottato. Infine si ha un altro mezzo di adattare le polarità, fissando a piacere l'elettrodo del tubo catodico da alimentare (griglia o catodo) e il numero degli stadi amplificatori V.F.; risulta così automaticamente fissata la disposizione della resistenza di carico del diodo rivelatore nel circuito di catodo o in quello di placca.

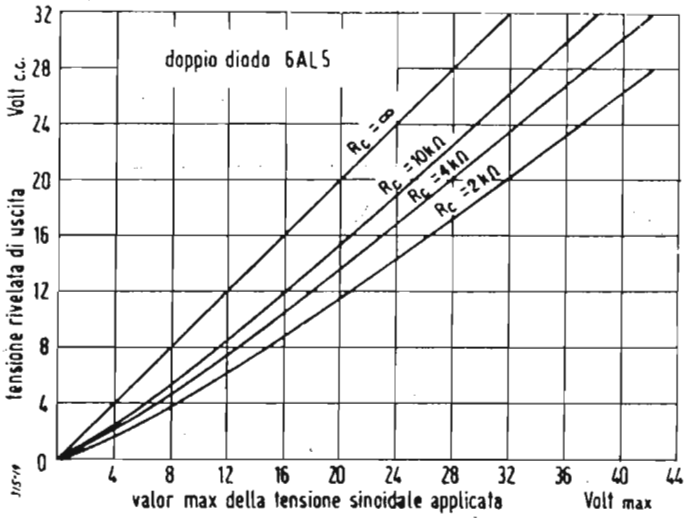


Fig. 33. — Tensione rivelata dal diodo 6AL5 in funzione dell'ampiezza del segnale applicato, per diversi valori della resistenza di carico Rc.

Per la rivelazione video si possono usare diodi termoionici e diodi a cristallo. Questi ultimi presentano vari vantaggi sui primi: piccole dimensioni, assenza di tensione di accensione, basso livello di rumore, semplicità di montaggio, bassa capacità.

Coi diodi elettronici a catodo riscaldato è necessario, per ottenere una rivelazione lineare, che il segnale di ingresso abbia un'ampiezza di almeno 1 volt circa, per superare il potenziale di contatto prodotto dall'energia cinetica degli elettroni catodici; mentre con un diodo a cristallo, che lavora alla temperatura ambiente, è sufficiente un segnale di 0,3 volt per avere una buona rivelazione lineare. Fortunatamente l'occhio avverte scarsamente le distorsioni di ampiezza prodotte dal rivelatore. La fig. 33 fornisce la tensione continua di uscita sviluppata ai capi di *R*c in funzione dell'ampiezza (valor massimo) della tensione sinoidale ad alta frequenza applicata per diversi valori di *R*c di carico, per un doppio diodo americano 6AL5.

Quando *R*c = ∞ il condensatore *C* si carica fino al valore di punta del segnale applicato, mentre per valori minori di *R*c, la resistenza *Rd* del diodo limita l'ampiezza della carica di *C*,

cioè della tensione rivelata. Dalla fig. 33 è facile ricavare le curve di fig. 34, che forniscono l'effettiva resistenza in ohm dello stesso diodo 6AL5 in funzione dell'ampiezza del segnale sinoidale applicato, assumendo ancora come parametro la resitenza di carico *R*c.

Dalla fig. 34 si rileva quanto si è già constatato, cioè che la

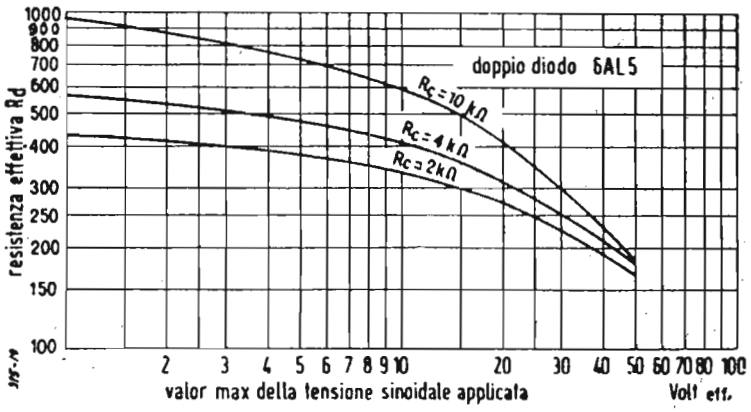


Fig. 34. — Resistenza effettiva del diodo 6AL5 in funzione dell'ampiezza del segnale applicato, per diversi valori della resistenza di carico Rc.

resistenza del diodo diminuisce al crescere dell'intensità del segnale da rivelare. Assumendo i valori tipici nell'operazione del rivelatore video *R*c = 4 kΩ e *R*d = 500 Ω della curva di fig. 35 si deduce che la tensione *k* alla quale si carica il condensatore vale il 60% del valor massimo del segnale di ingresso.

Un caso particolare di inserzione del diodo rivelatore, che si presenta frequentemente, è quello con catodo direttamente a massa.

L'opportunità di questa disposizione scaturisce dall'uso nei radioricevitori e nei televisori, quale secondo rivelatore, di un tubo a più elettrodi contenente due diodi e una sezione triodo o pentodo aventi il catodo in comune; è allora necessario collegare il catodo a massa per evitare interazioni fra i diodi e la sezione amplificatrice. Il circuito fondamentale di un rivelatore con catodo a massa accoppiato capacitivamente all'anodo dello stadio amplificatore a FI precedente è indicato in fig. 36, dove il condensatore C_1 di accoppiamento (oltre ad evitare il passaggio della tensione continua di placca dello stadio amplificatore a FI sul diodo) viene caricato durante i periodi di conduzione del diodo. In corrispondenza dei massimi positivi del segnale FI applicato al rivelatore, il diodo fa passare degli impulsi di corrente unidirezionale attraverso C_1. Quando il diodo non è

conduttivo C_1 si scarica su R_c e provoca il formarsi di una tensione continua ai capi di questo resistore, col segno meno sul lato di griglia e col più sul lato connesso a massa. Assumendo $C_1 = 10$ pF circa si ottiene di mantenere costante la tensione polarizzante per tutta la durata di un ciclo a FI, e nel contempo di seguire le variazioni del segnale FI dovute alla modulazione a video frequenza. La scelta del valore di C_1 dipende dalla capacità placca-catodo del diodo impiegato; infatti C_1 si trova in serie con tale capacità interelettrodica, perciò costituisce con essa un divisore di tensione che abbassa l'intensità del segnale applicato al diodo; affinchè tale diminuzione sia accettabile conviene che C_1 abbia un valore di almeno 10 volte la suddetta capacità catodo-placca. Siamo ora in presenza di un condensatore che si carica attraverso una resistenza in parallelo al diodo anzichè in parallelo al condensatore come nel 1° caso esaminato. Si è però già asserito che la tensione continua k è la stessa nei due casi ,cioè ai capi di R_c (ossia del diodo) di fig. 36 si localizza la stessa tensione rivelata che si ha ai capi di R_c in figura 27, poichè è valido anche per la fig. 36 il diagramma di figura 35.

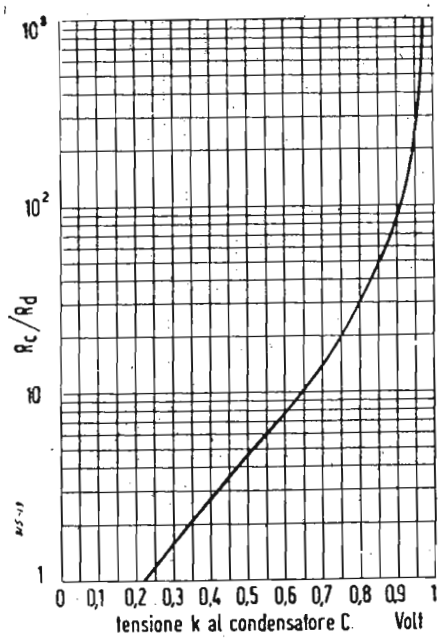


Fig. 35. — Tensione **k** al condensatore in funzione del rapporto fra le resistenze di scarica **Rc** e di carica **Rd** del diodo, in un circuito rivelatore sotto l'azione di un'onda sinoidale di ampiezza 1 volt.

Tuttavia il circuito a diodo con catodo a massa presenta

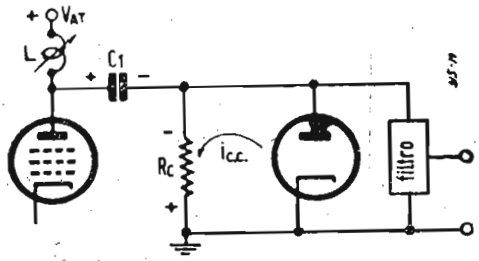


Fig. 36. — Circuito fondamentale di rivelatore con catodo a massa accoppiato capacitivamente.

alcune differenze rispetto a quello a diodo non a massa: la capacità di accoppiamento C_1 è soggetta alle limitazioni già discus-

se; la resistenza *Rc* di scarica trovandosi in derivazione sul circuito accordato provoca uno smorzamento del medesimo; poichè la resistenza di smorzamento necessaria per l'amplificatore FI e quella di scarica di C_1 sono press'a poco uguali (4 ÷ 5 kΩ) si sfrutta il solo resistore *Rc* per assolvere entrambe le funzioni. Ciò comporta però che alla placca del diodo pervengono la media frequenza e la frequenza video, come mostrato in fig. 37 dove in a) è rappresentato l'inviluppo a FI trasmesso, dal condensatore C_1, in b) è rappresentato il video segnale rivelato ai capi di *Rc*, infine in c) è indicato il segnale combinato FI + video rivelato, ammettendo per semplicità che C_1 si carichi al valore di punta del segnale FI applicato.

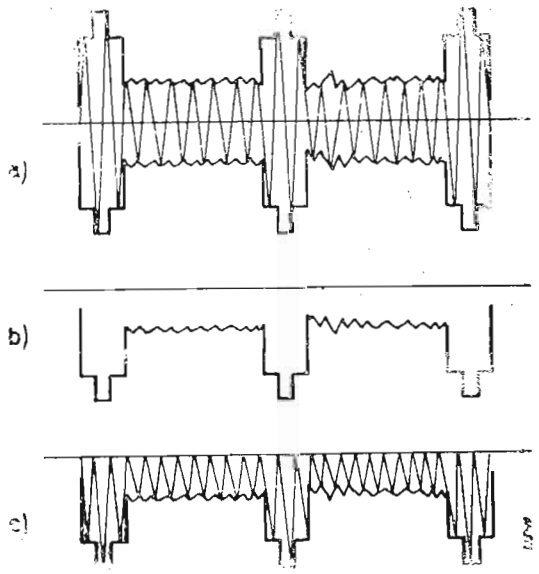


Fig. 37. — Segnali presenti alla placca del diodo di fig. 36; a) segnale FI trasmesso da C_1; b) segnale rivelato a video frequenza; c) segnale combinato.

Essendo il segnale combinato alla placca del diodo tutto agganciato al di sotto della linea di livello zero volt, il circuito prende il nome di « agganciatore » (clamping circuit). Il filtro segnato in fig. 36 ha lo scopo di trasmettere agli stadi successivi di amplificazione video solo le componenti a video frequenza e di eliminare le componenti a FI. Un semplice filtro a resistenza e capacità tra loro in serie, derivato sul diodo non è in generale sufficiente perchè il rapporto fra la FI e la frequenza video massima è dell'ordine di 4 ÷ 5, cioè la separazione delle due frequenze relativamente vicine richiede filtri abbastanza complessi.

IL CONTROLLO AUTOMATICO DI SENSIBILITA' (C.A.S.)

Compito del « C.A.S. » (detto anche Controllo Automatico di Guadagno ed abbreviato colla sigla « C.A.G. »), è analogo a quello del C.A.V. (Controllo Automatico di volume) nei radioricevitori comuni, per i quali la denominazione C.A.V. è impro-

pria, in quanto il dispositivo elettrico in oggetto provvede un controllo automatico di sensibilità negli stadi RF ed FI e non del volume sonoro, che riguarda la BF del ricevitore. La denominazione « C.A.S. » è quindi opportuna sia per i televisori, sia per i radioricevitori. Mentre in questi ultimi il C.A.S. provvede a mantenere all'incirca costante l'ampiezza del segnale sonoro dell'altoparlante, ad onta delle variazioni del segnale RF ai morsetti di antenna dell'apparecchio, nei televisori il C.A.S. provvede a mantenere parimenti costante l'ampiezza del segnale video applicato fra griglia e catodo del tubo catodico ad onta della variabilità del segnale captato dall'antenna ricevente ad applicato all'ingresso dell'apparecchio. Il C.A.S. è anche utile per evitare ampie variazioni di contrasto nel quadro durante la commutazione dei canali.

I circuiti C.A.S. non possono eliminare variazioni dell'intensità del segnale, che presentano un ritmo molto superiore di 25 volte al secondo. Variazioni che si ripetono più di 25 volte al secondo non si manifestano come evanescenza (fading), ma con una perdita di sincronismo verticale, per cui l'immagine si sposta verticalmente a scatti, perchè le fluttuazioni arrivano a interessare la sincronizzazione del rilassatore di quadro del ricevitore. Assai vantaggioso è l'impiego di un'antenna ricevente, che presenti un minimo di risposta ai segnali zenitali. E' pure opportuno usare antenne riceventi poste il più alto possibile, perchè ciò aumenta l'intensità del segnale diretto e non quella del segnale riflesso.

La tensione di controllo generata dal C.A.S. può essere utilizzata sia direttamente per variare la polarizzazione degli stadi di amplificazione a media frequenza, sia amplificandola convenientemente per accrescere la sensibilità e l'estensione del controllo automatico dell'amplificazione a media frequenza.

SISTEMI DI C.A.S. SEMPLICE (NON AMPLIFICATO)

Conviene mettere in evidenza alcune differenze notevoli esistenti fra il C.A.V. dei radioricevitori per MA e il C.A.S. per i ricevitori di televisione. Per i primi il C.A.V. deve fornire una tensione proporzionale all'ampiezza media dell'inviluppo di modulazione, grandezza questa che si conserva costante in un periodo relativamente lungo di tempo, ammesso che l'evanescenza non complichi la situazione. La tensione unidirezionale ge-

nerata dal C.A.V. varia da istante a istante secondo la percentuale di modulazione.

Per l'ottenimento della tensione di controllo si deve dapprima rivelare il segnale a FI, ossia ottenere l'inviluppo (v. figura 38b) dell'onda modulata (v. fig. 38a); quindi, per mezzo di un filtro passa basso R_1 C_1 in fig. 38d), si estrae l'ampiezza me-

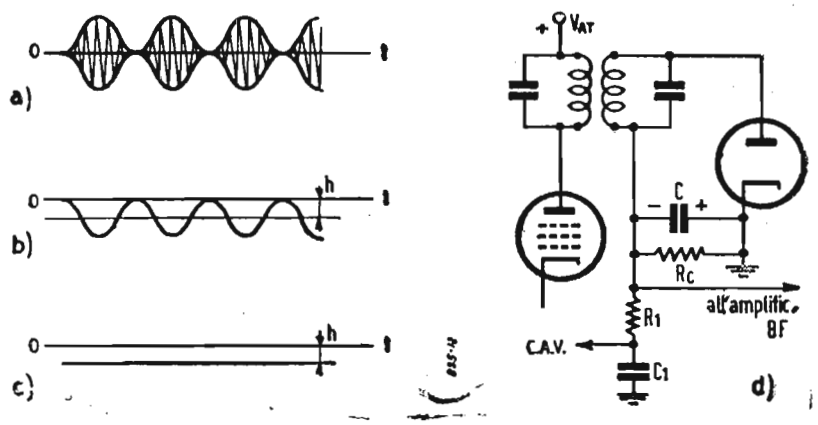


Fig. 38. — C.A.V. per un ricevitore radio MA; a) segnale applicato in placca del diodo rivelatore; b) segnale demodulato audio; c) tensione continua del C.A.V.; d) circuito fondamentale C.A.V. a diodo.

dia del segnale rivelato. Tale ampiezza media è una tensione continua di polarità negativa (v. fig. 38c) che varia con l'intensità del segnale FI, e che serve a polarizzare gli stadi. Affinchè la tensione di controllo possa seguire le variazioni di ampiezza media dell'inviluppo di modulazione dovuta all'evanescenza, occorre che la costante di tempo R_1 C_1 del filtro sia abbastanza piccola. La tensione C.A.S. non risulta assolutamente esente dal segnale di BF; si ammette che l'1% dell'ampiezza del segnale di audiofrequenza fa possa sovrapporsi alla tensione C.A.V.

La costante di tempo si calcola allora colla seguente relazione:

$$R_1 \, C_1 = \frac{1}{0{,}02 \, \pi \, fa}$$

In generale si pone R_1 C_1 = 0,1 sec.

La prima differenza fra il C.A.V. e il C.A.S. consiste nel fatto che mentre il primo, come si è visto, deve produrre una tensione continua proporzionale all'ampiezza media dell'inviluppo, il secondo deve sviluppare una tensione continua proporzionale

al valore di cresta del segnale FI, poichè questa è la grandezza, che in assenza di evanescenza, rimane costante col segnale TV, per il quale ha scarso significato parlare di percentuale di modulazione, poichè la portante è sempre modulata dal sincro.

Il massimo ed il minimo di ampiezza dell'inviluppo di modulazione sono determinati dal « tutto nero » e dal « tutto bianco » rispettivamente come indica la fig. 39. Trattandosi di mo-

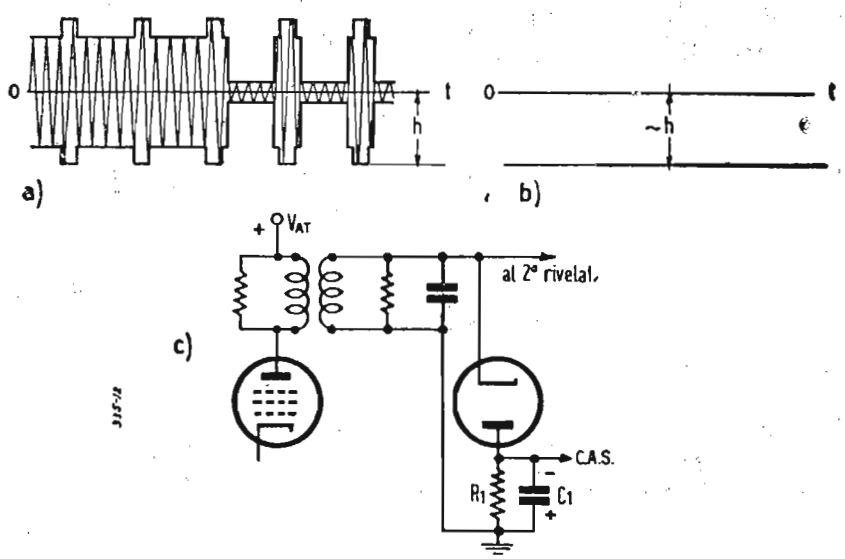


Fig. 39. — Sistema di C.A.S. semplice per TV; a) segnale FI al catodo del diodo rettificatore C.A.S.; b) tensione di uscita rettificata di C.A.S.; c) circuito fondamentale.

dulazione negativa in fig. 39a) si è rappresentato il segnale FI video modulato corrispondente alla trasmissione di un'area tutta nera seguita da un'area tutta bianca. In corrispondenza della trasmissione di un'immagine qualsiasi con varia gradazioni di grigi, l'ampiezza media dell'inviluppo FI varia continuamente in funzione del chiaro scuro dell'immagine, mentre in corrispondenza dei picchi di sincronismo l'ampiezza rimane costante al suo valore massimo.

La tensione di controllo C.A.S. è ottenuta per mezzo di un semplice diodo rettificatore semionda, il cui carico è costituito dal filtro R_1 C_1 avente costante di tempo sufficientemente grande per mantenre una tensione di uscita costante. Se $R_1 = 1$ MΩ, C_1 può caricarsi fin quasi al valore di cresta del segnale applicato, per modo che la tensione di controllo (v. fig. 39b) è praticamente coincidente coll'ampiezza massima del segnale FI in corrispondenza dei picchi di sincronismo. D'altro canto la costante di tempo R_1 C_1 deve essere non troppo grande per poter combat-

tere l'effetto dell'evanescenza. Un'altra differenza fra i segnali FI video e audio consiste nel fatto che il livello massimo di riferimento si ripresenta con la frequenza di 15625 Hz; è allora sufficiente che il condensatore C_1 di filtro mantenga la sua carica per un periodo di linea $H = 64$ μsec. La scarica di C_1 avviene attraverso R_1 secondo la legge esponenziale:

$$Vo \exp(- t/R_1 C_1)$$

in cui Vo è la tensione ai capi di C_1 all'istante iniziale $t = 0$. Si può ammettere che C_1 si scarichi in 60 μsec dell'1% della tensione Vo, computando la costante di tempo in μsec, si ha in tale ipotesi:

$$0{,}99 = \exp(- 60/R_1 C_1) \qquad [24]$$

Quest'ultima relazione è soddisfatta per $60/R_1 C_1 = 1/100$, ossia per $R_1 C_1 = 6000$ μsec. Ponendo $R_1 = 1$ MΩ si deduce $C_1 = 6$ mμF.

SISTEMI DI C.A.S. AMPLIFICATO

Escludendo l'aggiunta di uno stadio FI perchè antieconomico, la tensione di C.A.S. può venire amplificata dopo la rettificazione secondo due metodi: metodo in c.c., metodo in c.a.

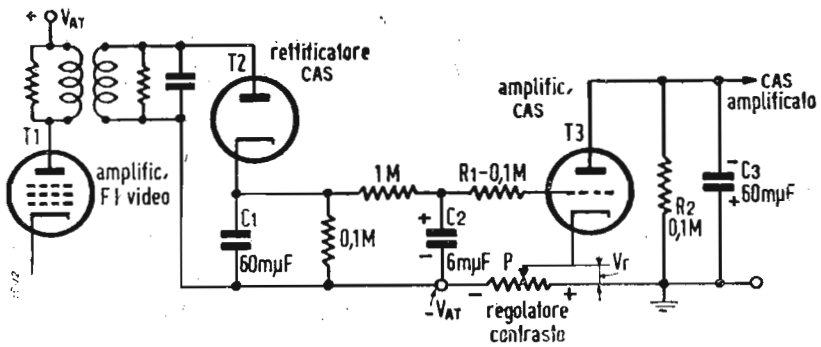


Fig. 40. — Circuito fondamentale di C.A.S. amplificato in c.c.

La fig. 40 rappresenta il metodo classico di amplificazione del C.A.S. in corrente continua, per cui non possono essere usati condensatori di passaggio fra il diodo e l'amplificatore.

La tensione continua amplificata deve essere di polarità negativa rispetto alla massa.

La tensione di controllo di uscita deve essere prelevata dall'anodo del triodo T_3 ad alto μ amplificatore del C.A.S., non potendosi usare un condensatore di accoppiamento. Affinchè la

uscita sia negativa, occorre che la resistenza di carico anodico sia connessa alla massa e che il catodo sia collegato al polo negativo dell'alimentatore anodico attraverso al regolatore di contrasto. Il segnale in griglia di T_3 deve essere positivo, poichè il tubo stesso inverte la polarità; allora la resistenza di carico del diodo T_2 deve essere applicata nel circuito di catodo. Il catodo T_3 è mantenuto alla tensione Vr positiva rispetto alla griglia. Vr costituisce cioè una polarizzazione fissa che mantiene T_3 all'interdizione; ossia Vr è la tensione di ritardo per il C.A.S., per cui T_3 non può amplificare apprezzabilmente prima che la ampiezza della tensione proveniente da T_2 non supera Vr. Il potenziometro di regolazione del contrasto nel catodo di T_3 deve essere di basso valore ohmico, per la necessità di non interporre controreazione sensibile, data l'assenza di un condensatore in parallelo (dal catodo al —V_{AT}). Dunque in questo caso la variazione della tensione di ritardo agisce come un regolatore di contrasto per il ricevitore. E' evidente che se Vr è troppo piccolo T_3 interviene anche con piccoli segnali all'ingresso, il C.A.S. è poco o nulla ritardato ed agisce intempestivamente con piccolissimi segnali, quando invece sarebbe opportuno conservare agli amplificatori RF e FI la loro massima efficienza. Il condensatore C_3 = 60 mμF all'uscita serve a livellare la eventuale componente alternativa della tensione C.A.S., componente che viene dannosamente amplificata da T_3. La resistenza R_1 = 0,1 MΩ in griglia di T_3 agisce da limitatrice dei disturbi, che hanno ampiezza sufficiente a far scorrere corrente di griglia. Il miglior pregio del sistema di fig. 40 è la semplicità. Il suo inconveniente più grave consiste nel fatto che la resistenza R_2 di carico anodico di T_3 non può essere molto alta, perciò il guadagno dello stadio è modesto. Conviene mantenere il —V_{AT} ad una tensione negativa rispetto a massa, ad es. a — 15 V.

La fig. 41a) rappresenta un sistema di C.A.S. amplificato in corrente alternata. Con questo sistema si conserva il polo negativo dell'alimentatore anodico a massa e la placca del triodo T_3 amplificatore C.A.S. è alimentata normalmente col + V_{AT}. Alla griglia di T_3 (triodo a taglio ripido) pervengono insieme la tensione continua positiva originale di C.A.S. rettificata dal diodo T_2, e una tensione a frequenza di riga 15625 Hz prelevata dal circuito di deviazione orizzontale. La forma d'onda di questo segnale non è critica (in particolare non occorre che sia sinoidale) come non è critica la sua ampiezza.

La resistenza R_2 = 0,1 Mohm serve ad impedire che il se-

gnale a frequenza di linea venga fugato a massa. Col potenziometro P si conferisce normalmente una polarizzazione fissa — Vr alla griglia di T_3; con esso si costituisce cioè un divisore di tensione bypassato che rende il catodo positivo rispetto alla griglia di una quantità — Vr variabile a volontà .In assenza di segnale video si verifica la condizione di fig. 41b), T_3 è all'interdizione per opera della polarizzazione fissa. Applicando un vi-

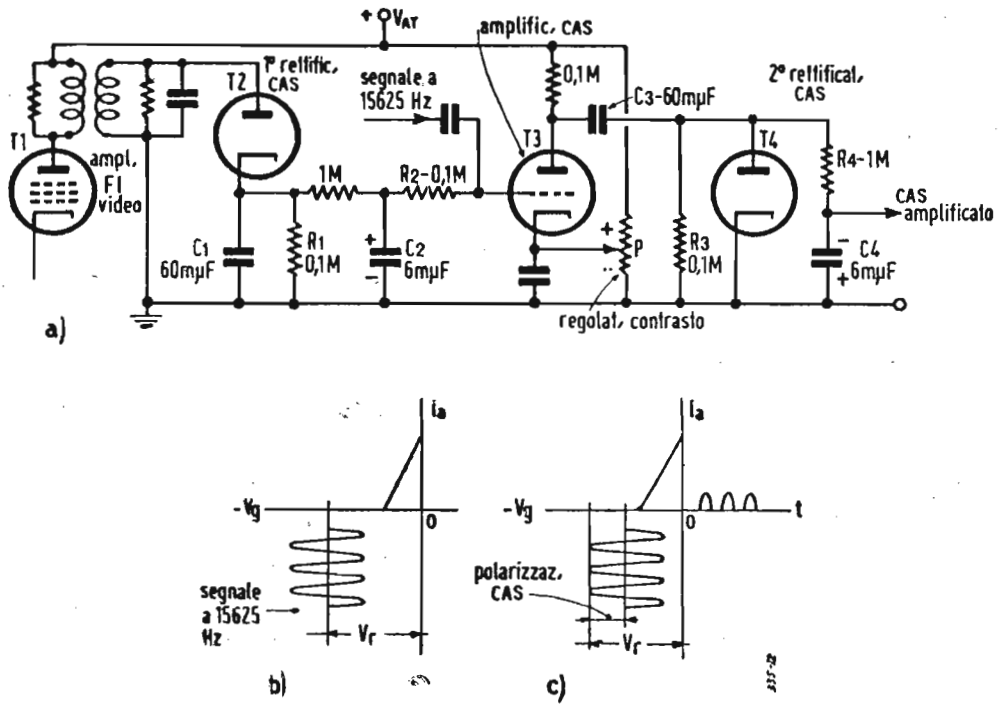


Fig. 41. — Circuito di C.A.S. amplificato in c.a.: a) circuito fondamentale, b) condizioni di T_1 in assenza di videosegnali; c) condizioni di lavoro in T_1 in presenza di videosegnali.

deo segnale, la tensione originale di C.A.S. sviluppata dal diodo T_2 è di polarità positiva e sposta l'asse medio del segnale in griglia anodica in corrispondenza dei massimi positivi dell'onda a 15625 Hz. Il segnale in placca di T_3 viene capacitivamente accoppiato al rettificatore T_4 avente il catodo a massa. La tensione che si localizza ai capi della sua resistenza $R_3 = 0{,}1$ MΩ di carico è la somma di una componente continua e del segnale a 15625 Hz amplificato presente sull'anodo di T_3. Tale componente alternativa viene eliminata dal filtro R_4 C_4, mentre la componente continua si localizza ai capi di C_4 e costituisce la tensione di uscita amplificata di C.A.S.

Anche in fig. 41a) il potenziometro P costituisce il regola-

tore del ritardo per il C.A.S. e quindi rappresenta il regolatore manuale del contrasto del ricevitore.

SISTEMI DI C.A.S. COMANDATI

Per rendere il più possibile immune dai disturbi e dagli impulsi di sincronismo verticale il C.A.S. si può sfruttare un filtro passa basso ricordando che la frequenza degli impulsi sincro riga è di 15625 Hz. In un sistema C.A.S. comandato si sfrutta il fatto che il rettificatore C.A.S. è conduttivo solo durante gli impulsi di linea della durata di 0,09 H = 5,7 μsec. Il diodo C.A.S. è forzato in conduzione solo in corrispondenza dei ritorni orizzontali sul tubo catodico. Questo metodo offre due vantaggi importanti: il primo è che un impulso disturbante non può agire sul C.A.S. se non avviene durante il ritorno di riga, in tal modo si riduce al 9% la possibilità di falso C.A.S. ad opera dei

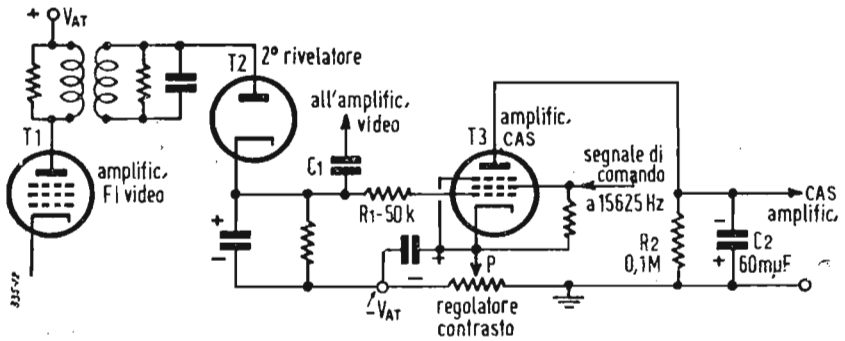


Fig. 42. — Circuito di C.A.S. amplificato e comandato da impulsi a frequenza di linea (15625 Hz).

disturbi; il secondo è che gli impulsi sincro-verticali rimangono senza effetto sul C.A.S. perchè il rettificatore è obbligato a condurre solo per una durata di 5,7 μsec durante gli impulsi verticali, in corrispondenza dei quali pertanto il condensatore di filtro non fa in tempo a caricarsi apprezzabilmente, quindi non dà nessun contributo alla tensione di controllo.

La fig. 42 mostra uno dei possibili circuiti di C.A.S. forzati. Come in fig. 40 perviene la tensione originale positiva rettificata dal diodo T_2, ma la tensione a frequenza di riga viene in figura 42 addotta allo schermo. L'uscita del rettificatore è l'inviluppo rivelato del segnale video completo e quindi può servire per la successiva amplificazione per pilotare il tubo catodico. Normalmente T_3 è interdetto in assenza di segnale ricevuto, dalla polarizzazione ottenuta aggiustando manualmente il regolatore del contrasto, che determina la tensione Vr di ritardo

del C.A.S. L'applicazione degli impulsi positivi a frequenza orizzontale (derivati dalla bobina di deviazione per i tubi a deflessione elettromagnetica, ovvero da denti di sega invertiti e differenziati per i tubi a deviazione elettrostatica) fa sì che T_3 diviene conduttivo solo durante i ritorni orizzontali. Quando si riceve un segnale video scorre in T_3 corrente anodica secondo l'ampiezza di punta durante gli impulsi sincro riga. Il condensatore C_2 = 60 mμF in parallelo al resistore R_2 = 0,1 MΩ di carico di T_3 serve a livellare gli impulsi della corrente anodica. La resistenza R_1 in serie alla griglia di T_3 ha il duplice scopo di separare la capacità del circuito C.A.S. dall'entrata nell'amplificatore video, e di limitare gli impulsi disturbanti di ampiezza sufficiente a rendere positiva la griglia di T_3 e quindi a provocare corrente di griglia, indipendentemente dalla tensione di schermo.

Perchè il comando del sistema sia tempestivo è necessario che l'immagine sia sincronizzata con gli impulsi sincronizzanti ricevuti, altrimenti gli impulsi applicati allo schermo di T_3 si verificano fuori tempo.

La tensione di entrata a T_2 può essere il segnale a video frequenza anzichè a FI video, oppure una tensione continua. Il segnale video deve presentare gli impulsi sincronizzanti positivi e deve essere preso prima del condensatore C_1 di accoppiamento all'amplificatore video, perchè al di là di C_1 si è persa la componente continua del segnale video, quindi l'ampiezza di cresta positiva varia col chiaro scuro dell'immagine. Se T_3 fosse un triodo, non si potrebbero applicare gli impulsi di comando, quindi si ricadrebbe in un circuito analogo a quello di figura 40, la R_1 limiterebbe i disturbi, ma non potrebbe agire contro gli effetti nocivi per il C.A.S. derivanti dagli impulsi di sincronismo verticale.

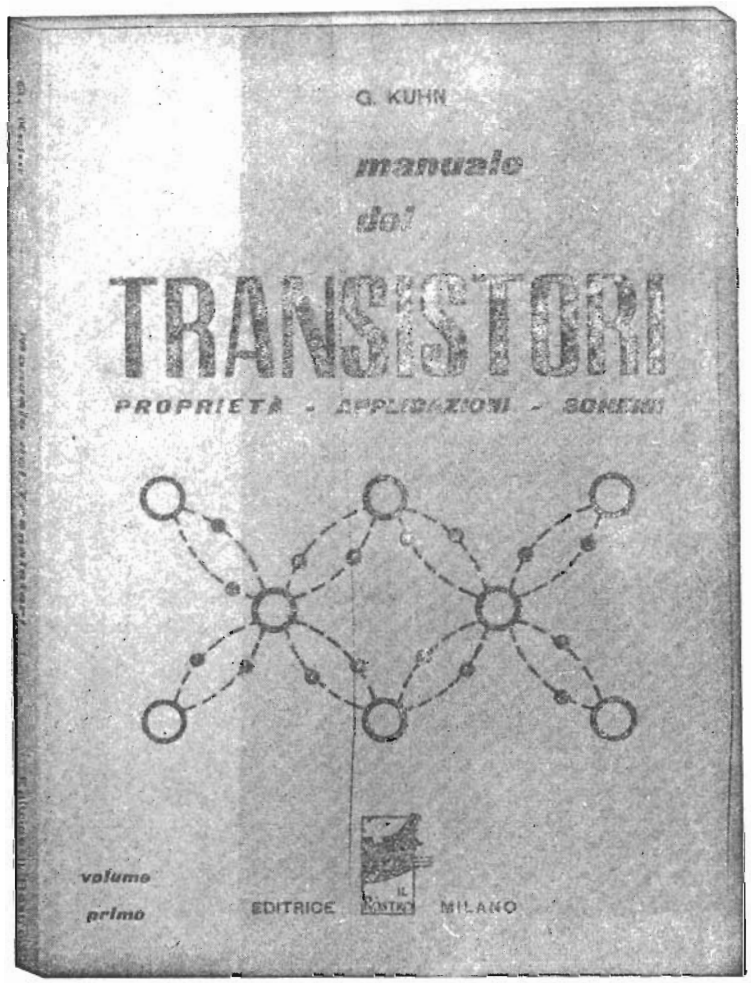
Autorizzazione del Tribunale di Milano 16-1-61 - N. 5502 del Registro
Direttore responsabile ALFONSO GIOVENE - Proprietà della Editrice Il Rostro
Distribuzione in abbonamento postale - Gruppo II
Distribuzione STE - Milano

GUSTAVO KUHN

MANUALE DEI TRANSISTORI

Volume di pagg. VIII — 194

formato 15,5 x 21 cm.; con 90 figure e 45 schemi di applicazione



Prezzo

Lire 2.300

CORSO
TEORICO - PRATICO DI
TELEVISIONE

DISPENSA

N. 32

SOMMARIO

LEZIONE LV

L'amplificazione a video frequenza - Requisiti dell'amplificatore video - Comportamento dell'amplificatore video alle basse frequenze - Risposta dell'amplificatore video agli impulsi disturbanti - Amplificatori video ad accoppiamento diretto.

Domande alle quali l'allievo deve rispondere.

Domande e risposte su argomenti trattati nelle Lezioni (LI, LII, LIII, LIV, LV).

(DISPENSE 30, 31 e 32).

TUTTI I DIRITTI RISERVATI ALLA
EDITRICE IL ROSTRO - MILANO

TIPOGRAFIA EDIZIONI TECNICHE - MILANO - VIA BALDO DEGLI **UBALDI, 6**

LEZIONE LV

L'AMPLIFICAZIONE A VIDEO FREQUENZA
REQUISITI DELL'AMPLIFICATORE VIDEO

La funzione dell'amplificatore video è quella di amplificare la tensione a V.F. di uscita del 2° rivelatore, fino al livello sufficiente a pienamente modulare il tubo catodico. Si intende per piena modulazione, secondo le norme provvisorie italiane, quella che genera un bianco e un grigio con un rapporto di contrasto di 5 a 1 in condizioni medie di luminosità del quadro (bianco $\geqslant$ 80 lux), quando il bianco sia trasmesso a 10% della portante massima ed il nero al 75%.

La tensione di uscita a V.F. del 2° rivelatore è dell'ordine di 2,5 volt punta a punta. La polarizzazione di interdizione di un tubo catodico è in media di 50 volt, cui corrisponde il livello del nero; poichè l'elettrodo di controllo non deve mai diventare positivo, è necessario che l'ampiezza del segnale in corrispondenza del massimo bianco non superi 50 volt. Da questi limiti si deduce subito che il guadagno dell'amplificatore video è dell'ordine di $50/2,5 = 20$, che non è difficile da ottenersi con un solo stadio. Pertanto l'amplificatore video consiste generalmente in un solo stadio. Pertanto l'amplificatore video consiste generalmente in uno stadio alla cui griglia è applicata la tensione ai capi del carico del 2° rivelatore, e la cui uscita in placca è accoppiata al tubo catodico.

La gamma di frequenze che interessa l'amplificazione video si estende da pochi Hz (meglio se da frequenza zero) a 5 MHz per lo standard italiano. Il tempo di ritardo di tutta la gamma deve essere costante, mentre lo sfasamento deve essere proporzionale alla frequenza. Per tempo di ritardo di un circuito si intende il tempo espresso in secondi (o in un sottomultiplo) di

cui anticipa (ritardo negativo, sfasamento negativo), ovvero ritarda (ritardo positivo, sfasamento positivo) il segnale di uscita del circuito rispetto al segnale di entrata applicato allo stesso. Lo spostamento di fase φ si misura in gradi ed è legato al tempo di ritardo τ dalla seguente semplice relazione:

$$\varphi = 360\, f\, \tau$$

dove φ è in gradi, f in Hz, τ in secondi.

E' fondamentale per l'assenza di distorsione di fase che lo spostamento di fase sia proporzionale alla frequenza.

Foggiando la curva di risposta dell'amplificatore video in

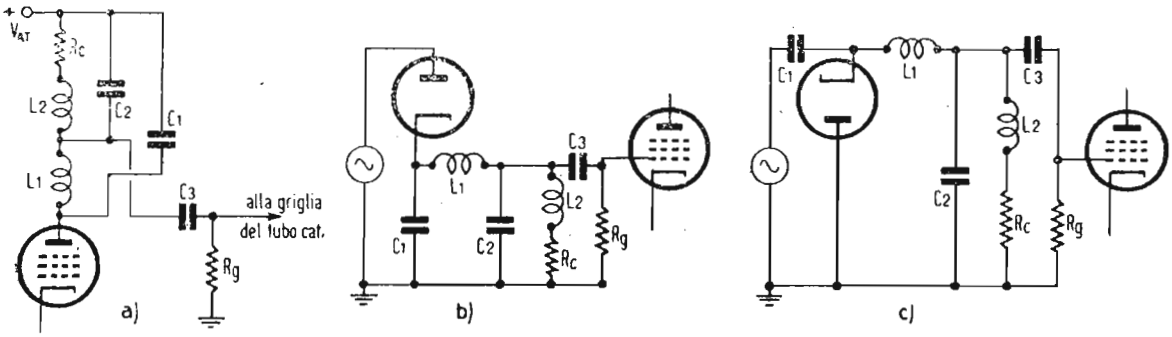


Fig. 43. — Analogia fra i circuiti di carico di un amplificatore video e di un rivelatore video: a) amplificatore video accoppiato al tubo catodico; b) lo stesso circuito di carico come in a) applicato ad un diodo rivelatore; c) come in b) ma con diodo a massa.

modo da presentare un taglio netto oltre i 5 MHz, si ottiene di eliminare il residuo di battimento a 5,5 MHz fra le portanti video e audio, quasi sempre presente anche dopo la rivelazione ed imputabile a scarsa efficienza del circuito trappola sonora negli stadi di FI video.

In fig. 43 sono rappresentati: in a) uno stadio finale video a pentodo accoppiato al tubo catodico; in b) un circuito di rivelazione a diodo il cui carico è uguale a quello del pentodo in a); in c) un circuito come in b) ma colla placca del diodo collegata a massa, il circuito di carico è come per i due precedenti circuiti. La fig. 43 dimostra l'equivalenza del circuito di carico di uno stadio amplificatore di uscita video con quella di uno stadio rivelatore a diodo. In fig. 43c) il condensatore C_1 si carica durante i periodi di conduzione del diodo e si scarica sulla resistenza ***Rc*** (che è la resistenza di carico del diodo rivelatore) generando il segnale video immagine da applicare alla griglia dello stadio amplificatore. L_1 e C_2 costituiscono un fil-

tro passa basso, che trasmette il segnale a V.F., mentre blocca la media frequenza. Per uno stadio finale video si può usare un pentodo a corrente costante, ovvero un triodo a tensione costante. E' però preferibile il pentodo, perchè il triodo presenta una forte capacità di entrata, che rende difficile l'amplificazione delle frequenze video più alte. Un circuito rivelatore video presenta caratteri intermedi fra quelli di generatore a corrente costante e di generatore a tensione costante. Dall'esame effettuato precedentemente dei circuiti rivelatori risulta infatti che dimezzando la resistenza *R*c di carico, la tensione di uscita del rivelatore diminuisce appena da 0,6 *V*i a 0,48 *V*i, dove *V*i è la tensione di punta del segnale applicato all' ingresso del circuito, questo comportamento si differenzia nettamente da quello di generatore a corrente costante, per il quale dimezzando la resistenza di carico si otterrebbe una tensione di uscita metà. A parità quindi di resistenza di carico un circuito di accoppiamento presenta una risposta meno uniforme quando è alimentato da un amplificatore video a pentodo, di quando è alimentato dal 2° rivelatore.

E' stato già esaminato in precedenza che un amplificatore video del tipo a resistenza e capacità deve presentare una bas-

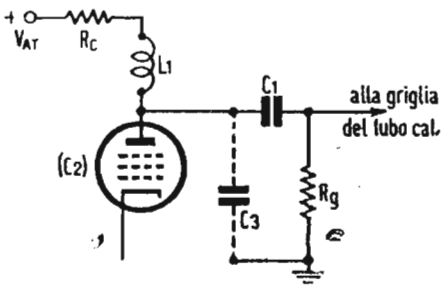


Fig. 44. — Amplificatore compensato per le alte frequenze con una bobina L_1 di punta in parallelo.

sa resistenza di carico (*R*c = 4 kΩ) per ottenere un'amplificazione *A* all'incirca costante su tutta l'ampia gamma di frequenza video, secondo l'espressione:

$$A = Gm\ Rc \qquad [25]$$

in cui *G*m è la mutua conduttanza del pentodo.

L'effetto delle capacità distribuite *C*d verso massa è risentito alle alte frequenze perchè, risultando in parallelo alla resistenza *R*c, diminuisce l'effettiva resistenza di carico come la frequenza aumenta, con conseguente minor amplificazione rispetto alle frequenze centrali della gamma.

Per la correzione delle alte frequenze video si usa:

1) La compensazione in derivazione, comporta (fig. 44): la induttanza L_1 è di valore tale da risuonare con le capacità di uscita del tubo e distribuite $C_2 + C_3$ ad una frequenza leggermente più alta della massima frequenza video da amplificare.

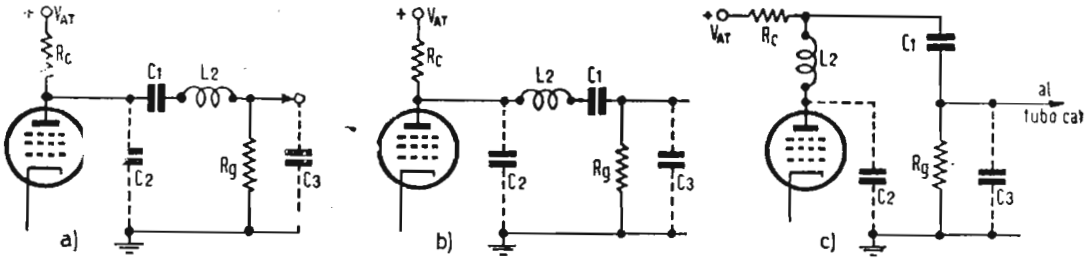


Fig. 45. — Amplificatore compensato per le alte frequenze con una bobina L_2 di punta in serie: a) con L_2 successiva a C_1; b) come in a) ma con L_2 precedente C_1; c) circuito con L_2 in serie a Rc.

Il valore della resistenza Rc di carico anodico è circa uguale 1,8 volte la reattanza della capacità totale alla massima frequenza video.

In generale si pone:

$$Rc = \frac{1{,}8}{\omega max\,(C_2 + C_3)} \quad [26] \qquad L_1 = \frac{1{,}8}{2\,\omega max^2\,(C_2 + C_3)} \quad [27]$$

Il guadagno dello stadio è all'incirca costante su tutta la gamma e vale $Gm\ Rc$.

2) La compensazione in serie, comporta (fig. 45): l'induttanza L_2 risuona con la capacità di entrata del tubo catodico (o

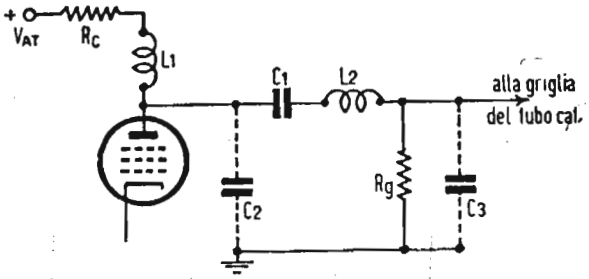


Fig. 46. — Amplificatore video compensato per le alte frequenze con bobine di punta in serie e parallelo.

dello stadio successivo) ad una frequenza leggermente più alta della massima frequenza video da amplificare. (La capacità C_1 in serie a C_3 è molto maggiore di C_3, quindi può essere trascurata). Intorno alla risonanza la tensione ai capi di C_3 aumenta rispetto alle frequenze centrali compensando la caduta sulle al-

te frequenze. Il massimo guadagno si ottiene in corrispondenza di $c = C_2/C_3 = 0{,}5$.

Il carico anodico può essere scelto:

$$Rc = \frac{2{,}27}{\omega max\,(C_2 + C_3)} \qquad [28]$$

Il guadagno di uno stadio compensato in serie è circa 1,3 volte quello di uno stadio compensato in derivazione perchè la Rc è derivata solo su C_2, essendo questa capacità separata da C_3 per mezzo di L_2, il che permette di aumentare Rc e quindi il guadagno.

3) La compensazione serie parallelo comporta (fig. 46): la adozione di Rc maggiore che nei due casi precedenti; un guadagno circa 1,8 volte rispetto alla compensazione in parallelo; la somma dei vantaggi presentati singolarmente dai due casi precedenti.

COMPORTAMENTO DELL'AMPLIFICATORE VIDEO ALLE BASSE FREQUENZE

Nelle precedenti lezioni si è visto che l'elemento nocivo alle alte frequenze video è la capacità di Cd distribuita del circuito amplificatore, mentre la capacità C_1 di accoppiamento fra lo stadio e il tubo catodico, ovvero tra due stadi successivi, non

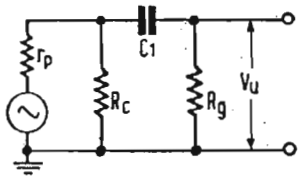


Fig. 47. — Circuito equivalente dell'amplificatore video alle basse frequenze.

entra menomamente in gioco, in quanto la sua reattanza è del tutto trascurabile. Per contro alle basse frequenze video il fattore, che provoca una diminuzione del guadagno è la capacità di accoppiamento C_1, la cui reattanza provoca una caduta di tensione video, mentre la capacità distribuita Cd perde ogni importanza, perchè la sua reattanza è altissima rispetto alla resistenza di carico Rc e quindi non ha luogo il minimo effetto di shunt. In fig. 47 è rappresentato il circuito equivalente alle basse frequenze dell'amplificatore video. La resistenza di carico Rc risulta in parallelo al condensatore C_1 di accoppiamento in se-

rie colla resistenza di griglia R_g del tubo catodico o del tubo dello stadio successivo. C_1 e R_g costituiscono un partitore di tensione variabile colla frequenza. Alle frequenze alte la caduta di tensione ai capi di C_1 è trascurabile e la tensione video presente agli estremi di R_c viene trasferita alla griglia del tubo catodico localizzandosi ai capi di R_g. Man mano che la frequenza del segnale video diminuisce, la reattanza di C_1 aumenta, ed una parte sempre minore della tensione totale si localizza ai capi di R_g con evidente perdita di guadagno, quando la tensione di uscita dello stadio viene misurata attraverso R_g. Non si pensi che la aumentata reattanza di C_1 provochi una maggior amplificazione dello stadio in seguito all'aumento del carico anodico, perchè R_g è molto maggiore di R_c, per cui l'effetto di shunt

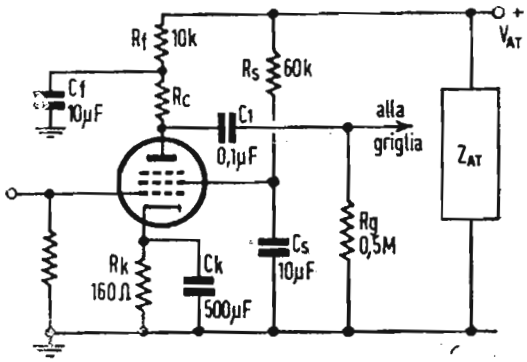


Fig. 48. — Stadio amplificatore video a resistenza e capacità.

è, come già detto, completamente trascurabile. (In generale $R_c = 3 \div 4$ kΩ; $R_g = 0{,}1 \div 0{,}5$ MΩ).

La caduta del guadagno comincia a sentirsi alle frequenze acustiche centrali ed aumenta rapidamente fino a 25 Hz. Al di sotto dei 25 Hz la riduzione della tensione di uscita sarebbe grandissima, ma queste frequenze vengono ripristinate coll'inserzione della componente continua.

Lo schema generale di uno stadio amplificatore a pentodo a resistenza e capacità è indicato in fig. 48. Gli elementi che possono causare distorsione alle basse frequenze sono:

1) Il circuito di accoppiamento composto dalla resistenza di griglia R_g e dal condensatore C_1.
2) Il circuito di schermo composto dalla resistenza di caduta R_s e dal condensatore disaccoppiatore C_s.
3) L'impedenza Z_{AT} dell'alimentatore anodico.
4) Il circuito catodico composto dalla resistenza di polarizzazione R_k e dal condensatore livellatore C_k.

Della prima sorgente di distorsione si è già detto sopra.

Circa il punto 2) si ricorda che la tensione V_S di schermo è generalmente ottenuta dal $+ V_{AT}$ mediante una resistenza R_S di caduta e un condensatore di by-pass collegato al catodo o alla massa del telaio, avente lo scopo di mantenere costante la V_S impedendo che alla tensione continua si sovrappongano oscillazioni a video frequenza; caso contrario, cioè se V_S variasse colla frequenza del segnale, il guadagno dello stadio sarebbe ridotto e si verificherebbe distorsione di fase. La R_S dovrà essere almeno 10 volte la reattanza di C_S alla più bassa frequenza di lavoro (25 Hz), ossia:

$$R_S = \frac{10}{\omega_{min} C_S}$$

Questa relazione porta a valori dell'ordine del microfarad per C_S. Generalmente si adottano valori assai maggiori di quelli calcolati; si pone $C_S = 8 \div 10$ μF elettrolitico, con che si elimina anche la tendenza al « motorboating ».

Circa il punto 3) si osserva che se l'alimentatore anodico non è del tipo autoregolato con mezzi elettronici, la sua impedenza è essenzialmente uguale alla reattanza del condensatore di filtro di uscita; la reattanza è variabile con la frequenza e, se non sufficientemente piccola, può introdurre distorsioni di fase alle basse frequenze, provocando variazioni nell'impedenza del carico anodico R_C. Se l'impedenza Z_{AT} è apprezzabile alle basse frequenze e se l'amplificatore è a più stadi, il mutuo accoppiamento fra gli stadi attraverso l'alimentatore può produrre il già accennato innesco a bassissima frequenza. Infatti essendo il $+ V_{AT}$ comune a tutti gli stadi, parte della tensione di uscita in placca di uno di essi può essere trasferita al circuito anodico di un altro se l'impedenza dell'alimentatore funziona da elemento accoppiatore.

L'oscillazione rilassata che in tal modo si genera è ben nota negli audio amplificatori, dove si manifesta con impulsi bassi ritmici, simili a rumori piuttosto che a suoni. Sullo schermo del televisori queste oscillazioni provocano uno sfarfallio di chiaro scuro alla frequenza loro propria. Per eliminare questo inconveniente si fa il più grande possibile la capacità di uscita del filtro dell'alimentatore usando un condensatore di 100 e più μF, ed inserendo una cellula supplementare di filtro R_f C_f nel circuito di placca di ogni stadio dell'amplificatore (v. fig. 48). Tale circuito serve per un solo stadio, quindi ogni stadio deve

esserne provvisto. La resistenza di filtro Rf non può essere fatta di valore molto alto, perchè ciò abbasserebbe la tensione di placca. Cf deve essere abbastanza grosso da by-passare Rf alla frequenza di 25 Hz. L'uso del filtro Rf Cf serve anche a compensare le distorsioni a bassa frequenza provocate dal circuito di accoppiamento Rg C_1 nel seguente modo: la resistenza di carico alle frequenze centrali della gamma video è Rc; per esse Cf corto circuita completamente Rf; alle frequenze basse la reattanza di Cf aumenta, l'effetto di shunt su Rf diminuisce e la resistenza di carico anodico complessiva Rt aumenta; per $f \rightarrow 0$ $Rt \rightarrow Rc + Rf$; l'amplificazione essendo proporzionale a Rt aumenta di conserva compensando la caduta di tensione ai capi di C_1; per questo scopo il valore di Cf deve essere più piccolo di quello sopra accennato per by-passare completamente Rf alla $f$min. La fase della tensione di uscita dell'amplificatore è spostata in ritardo, poichè Cf comporta una reattanza capacitiva nel circuito di placca, assorbente una corrente che anticipa meno per le frequenze più basse. Poichè l'effetto dell'impedenza del gruppo Rf Cf è opposto all'effetto distorcente del gruppo Rg C_1, il filtro anodico può essere costituito in modo da annullare la distorsione alle basse frequenze prodotta dal circuito di accoppiamento fra gli stadi. La determinazione di valori di Rf Cf per compensare la perdita di amplificazione prodotta da Rg C_1, si effettua sperimentalmente secondo le deduzioni che si traggono dall'analisi dell'onda quadrata della risposta dell'amplificatore video alle basse frequenze. Da tale analisi si possono pure dedurre i valori di compromesso per la compensazione anche delle distorsioni alle basse frequenze operate dalla reattanza catodica.

Il gruppo Rf Cf serve pure a compensare la reattanza di catodo, come si dirà tra breve. Un altro sistema d'eliminare lo accoppiamento fra gli stadi operato dall'alimentatore è quello di usare la stabilizzazione elettronica, che riduce grandemente la Z_{AT}.

La tensione di uscita dell'alimentatore può essere mantenuta costante mediante l'uso di regolatori di tensione a gas; disponendo per es. due tubi VR150 in serie si può stabilizzare la tensione di 300 volt. Esistono vari tipi di alimentatori stabilizzati autoregolati mediante tubi elettronici funzionanti da resistenza variabile in parallelo all'uscita dell'alimentatore, o disposti in serie col conduttore $+ V_{AT}$; di essi è stato accennato nella lezione riguardante l'alimentazione dei televisori.

Circa il punto 4) si osserva che un'insufficiente capacità C_K in derivazione al resistore R_K, può causare una diminuzione della risposta alle basse frequenze. Infatti se non si verifica la relazione:

$$R_K = (10 \div 20) \frac{1}{\omega_{min} C_K} \qquad [29]$$

la tensione di polarizzazione del tubo, invece di conservarsi costante, varia colla frequenza del segnale. Ne nasce una reazione negativa alle frequenze più basse, per cui una parte del segnale di uscita (il circuito di catodo fa parte del circuito anodico in quanto percorso dalla stessa corrente di uscita) viene rimandato alla griglia dove si somma con fase opposta al segnale entrante da amplificare. Si ha cioè una diminuzione dell'ampiezza del segnale d'ingresso ed una conseguente minor amplificazione dello stadio. Infatti supponendo che la griglia sia istantaneamente resa positiva dal segnale di entrata, l'aumentata corrente anodica rende il catodo più positivo rispetto a massa, se C_K non è abbastanza grande; ciò equivale a rendere più negativa la griglia, con riduzione dei segnali d'ingresso e di uscita. L'intensità della degenerazione varia colla frequenza del segnale e colla reattanza di C_K, introducendo distorsione alle frequenze basse.

Cinque metodi servono ad attenuare gli effetti dannosi delle distorsioni introdotte dalla reattanza del circuito catodico:

a) Eliminazione completa di C_K. La controreazione si verifica al massimo ma è costante per tutte le frequenze, che verranno in tal modo uniformemente amplificate. Il guadagno dello stadio con controreazione, se A è il guadagno in assenza di questa, viene ridotto ad $A/(1 + G_m R_K)$ dove G_m è la pendenza o conduttanza mutua del tubo amplificatore. Così per un pentodo di $G_m = 5000$ μohm, presentante l'amplificazione $A = 20$ in condizioni normali, e con una resistenza di catodo $R_K = 150\ \Omega$, quando si toglie il condensatore C_K, riduce la sua amplificazione a:

$$A = \frac{20}{1 + 5 \cdot 10^{-3} \cdot 1{,}5 \cdot 10^{2}} \cong 11{,}4$$

questa riduzione è effettuata per tutte le frequenze, quindi non si ha distorsione.

b) Uso di una grandissima capacità catodica: $C_K = 250 \div$

÷ 1000 μF tipo elettrolitico, che risulta non eccessivamente ingombrante ed abbastanza economico. La reattanza di 1000 μF a 25 Hz vale:

$$\frac{1}{6{,}28 \,.\, 25 \,.\, 10^{-3}} \cong 6{,}4\ \Omega$$

sufficientemente bassa per corto circuitare $R_K = 150\ \Omega$ ed abolire la distorsione.

c) Uso del filtro R_f C_f nel circuito di placca. La corrente anodica percorre le impedenze di catodo e del gruppo R_f C_f, per modo che ognuno di questi due circuiti produce una certa distorsione, ma la distorsione prodotta da un circuito elimina quella prodotta dall'altro (perchè le correnti sono opposte nei due circuiti) quando il prodotto R_f C_f è scelto in modo da rendere uguali le due tensioni.

Si pone:

$$R_f\ C_f = R_K\ C_K$$

e il guadagno dello stadio è dato da:

$$A = \frac{R_f}{R_K} = \frac{C_K}{C_f} \qquad [30]$$

R_f deve essere maggiore di R_K, e da questa ottenibile per moltiplicazione per il guadagno dello stadio; analogamente C_K è maggiore di C_f nella stessa proporzione. R_K è determinata dal valore della polarizzazione del tubo; C_K si pone 25 ÷ 250 μF, e $C_f = 4 \div 10$ μF, essendo in ogni caso $C_K = A\ C_f$.

Il guadagno dello stadio vale $A = G_m\ R_c$.

Es.: $R_K = 200\ \Omega$; $C_K = 100$ μF; $R_f = 4$ kΩ; $C_f = 5$ μF;
$R_K\ C_K = 200 \,.\, 10^{-4} = 0{,}02 = R_f\ C_f = 4{,}10^3 \,.\, 5 \,.\, 10^{-3} = 0{,}02.$
$A = R_f/R_K = 20$; $\qquad A = C_K/C_f = 20.$

d) Collegare il catodo a massa, eliminando il gruppo R_K C_K; ricavare la tensione negativa di polarizzazione della griglia dell'alimentatore anodico. Con ciò si toglie di mezzo la fonte della distorsione, ma è necessario adottare una resistenza di griglia più bassa che per la polarizzazione catodica automatica. Ciò comporta maggior distorsione per opera del circuito di accoppiamento.

e) Usare un amplificatore polarizzato per falla di griglia.

L'uso di un piccolo condensatore di catodo dell'ordine di

500 pF costituisce un metodo di compensazione delle alte frequenze, infatti per esse C_K è un corto circuito della R_K, l'amplificazione è massima; per le frequenze centrali e basse la reattanza di C_K è piccola, introduce contro reazione, l'amplificazione è minore che alle alte frequenze, che pertanto risultano compensate.

RISPOSTA DELL'AMPLIFICATORE VIDEO AGLI IMPULSI DISTURBANTI

Un amplificatore video soddisfacente sotto l'azione di tensioni impulsive di disturbo deve ristabilire le condizioni normali di lavoro immediatamente dopo che il disturbo è cessato. L'effetto delle tensioni di disturbo è quello di provocare corrente di griglia, che incrementa la polarizzazione dello stadio amplificatore, con conseguente riduzione del guadagno, che può protrarsi per un certo tempo dopo la cessazione del disturbo. La diminuzione dell'amplificazione si manifesta sul tubo catodico come una variazione della tinta di fondo successivamente a ciascun forte impulso disturbante. Vari sono i metodi usati per eliminare gli effetti dei disturbi dell'amplificatore video (per ciò che riguarda l'immunità dai disturbi nei circuiti di sincronizzazione è stato già detto in precedenza). Qui descriviamo i seguenti quattro metodi:

1) **Il video segnale alimenta il catodo del tubo catodico** (v. fig. 49a).

Il diodo del 2 rivelatore ha il carico nel circuito di placca, per modo che i segnali video di uscita rivelati hanno polarità negativa. I bianchi dell'immagine corrispondono a piccole tensioni negative, le creste di sincronismo a maggiori tensioni e forti disturbi a tensioni molto ampie, negative. Lo stadio amplificatore successivo al 2° rivelatore è polarizzato in modo che gli impulsi cadono oltre la tensione di griglia d'interdizione e quindi risultano eliminati. In placca del tubo amplificatore i segnali di sincronismo si ritrovano di polarità positiva, perciò devono essere addotti al catodo del tubo catodico, perchè devono rendere la griglia così negativa da interdire il raggio elettronico del tubo catodico, che si comporta come uno stadio con griglia a massa. La resistenza di catodo del tubo catodico può essere fatta abbastanza grande in modo da non abbassare il carico anodico dell'amplificatore precedente, ciò in grazia della piccolezza della corrente anodica del tubo catodico. Come in tutti

gli amplificatori con griglia a terra, la caduta di tensione catodica produce reazione negativa, ma questo effetto è reso trascurabile dalla bassa resistenza di carico anodico dell'amplificatore video.

2) **Stadio supplementare limitatore dei disturbi** (v. fig. 49b).

In questo caso il 1° stadio amplificatore video funziona da limitatore, ossia lavora con bassa tensione e piccolo guadagno;

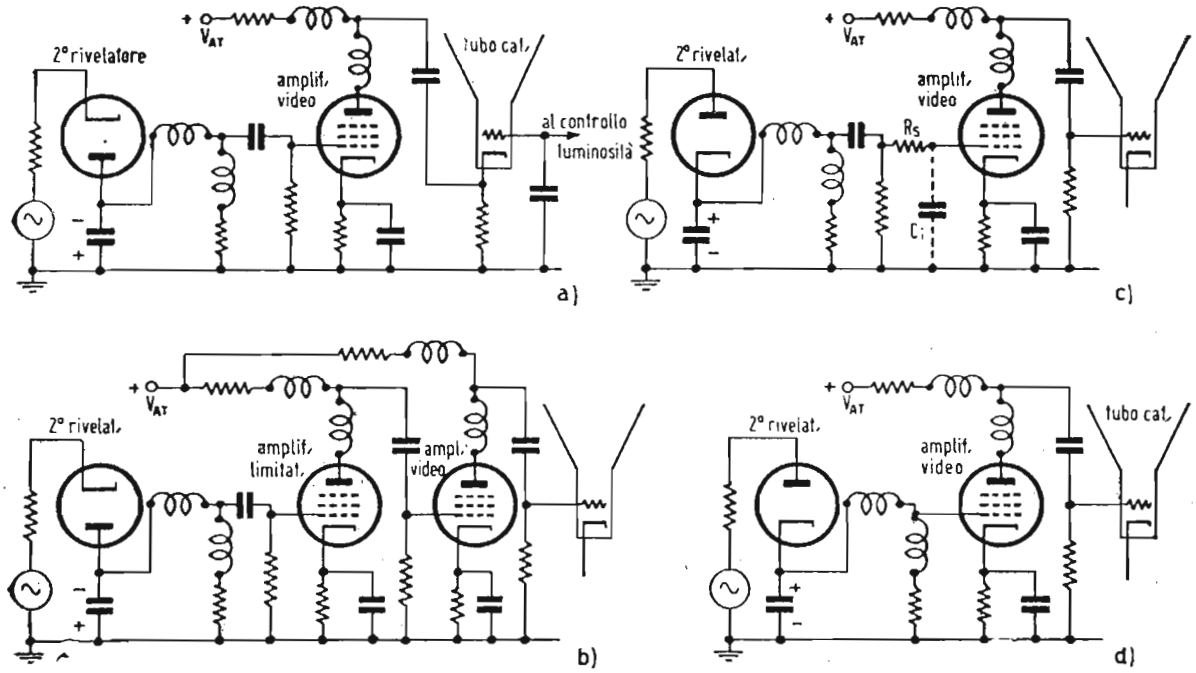


Fig. 49. — Metodi di eliminazione dei disturbi: a) accoppiamento al catodo del tubo catodico; b) stadio limitatore supplementare; c) resistenza in serie alla griglia; d) accoppiamento diretto all'amplificatore video.

gli impulsi negativi di sincronismo interdicono il tubo limitatore. L'eliminazione dei picchi disturbanti avviene come nel metodo 1) ma l'azione dell'attuale limitatore è più energica, a spese dell' amplificazione, che deve essere compensata con l' aggiunta di un 2° stadio amplificatore; quest'ultimo inverte la polarità dei segnali, di guisa che sulla sua placca è raccoglibile il video cogli impulsi di sincronismo negativi; perciò è possibile alimentare i segnali video alla griglia controllo del tubo catodico anzichè al catodo, come necessario col metodo descritto in 1).

3) **Resistenza in serie colla griglia** (v. fig. 49c).

In questo caso il diodo 2° rivelatore ha il carico nel circuito di catodo; il segnale di uscita rivelato è di polarità positiva;

i guizzi dovuti ai disturbi tendono a far scorrere corrente di griglia nello stadio amplificatore video. Per eliminare la corrente di griglia si dispone in serie con questo elettrodo una resistenza *R*s. Questa purtroppo, unitamente alla capacità di entrata *C*i del tubo, costituisce un divisore di tensione, che fa sentire la sua dannosa influenza alle alte frequenze. Il valore di *R*s non deve superare un decimo del valore della reattanza di *C*i a 5 MHz, e quindi è dell'ordine di 300 ÷ 400 Ω, se non si vuole sacrificare l'amplificazione delle frequenze più alte video. Valori così bassi di *R*s non acconsentono di limitare la corrente di griglia, ma l'uso di *R*s può ancora essere giustificato ai fini di eliminare la tendenza all'innesco dei video amplificatori. Questo metodo è poco efficiente per l'immunizzazione contro i parassiti.

4) Accoppiamento diretto fra rivelatore e amplificatore video (v. fig. 49d).

Il diodo 2° rivelatore fornisce un segnale rivelato di polarità positiva, che provoca corrente di griglia dello stadio amplificatore, senza però la formazione di polarizzazione per falla di griglia, a motivo che in circuito manca il condensatore di accoppiamento fra il 2° rivelatore e l'amplificatore. L'accoppiamento diretto esistente fra tali due stadi porta la tensione di uscita del rivelatore direttamente sulla griglia e tende a polarizzarla positivamente. La polarizzazione fissa o automatica di catodo del tubo amplificatore deve essere tale da permettere l'applicazione in griglia di tutta la tensione rivelata, senza che si manifesti corrente in questo circuito.

AMPLIFICATORI VIDEO AD ACCOPPIAMENTO DIRETTO

Si è detto in precedenza che la principale causa della caduta del guadagno alle basse frequenze risiede nella reattanza del condensatore di accoppiamento fra gli stadi di un video amplificatore. E' evidente che se si abolisce tale condensatore si elimina anche la distorsione dovuta alla disuniformità della risposta in frequenza. Con questo sistema si ha anche il vantaggio di non perdere la componente continua del segnale video, e quindi non occorre ricorrere a dispositivi di reinserzione. La illuminazione media di fondo della scena da riprodurre costituisce la componente continua del segnale video. Questa varia continuamente colla tinta media del quadro. Il suo minimo si ha col nostro standard, per un'immagine tutta nera (livello del

nero 75%) e vale il 77% circa del medesimo segnale. Il minimo della componente continua si verifica per un'immagine tutta bianca (livello del bianco 10%) e vale circa il 22% dell'ampiezza massima del segnale. Per la conservazione ed amplificazione

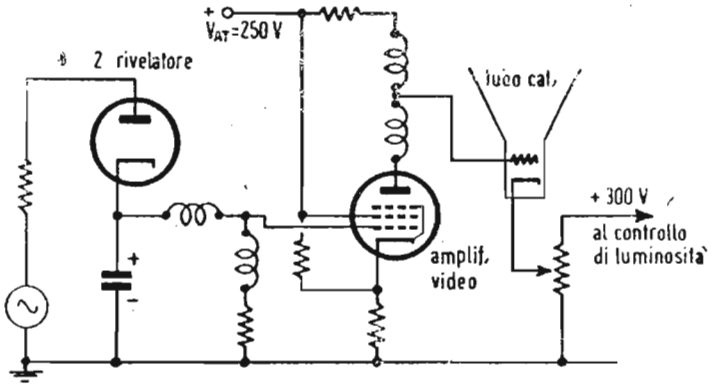


Fig. 50. — Schema di principio di un amplificatore video ad accoppiamento diretto.

della componente continua è necessario che l'amplificatore sia privo di condensatori. Si perviene così al circuito di fig. 50. La degenerazione provocata dalla resistenza di catodo non by-passata da una capacità, è indipendente dalla frequenza.

Esaminiamo le caratteristiche del circuito in oggetto dai seguenti punti di vista:

1) Regolazione della luminosità

Supponiamo che l'amplificatore sia così polarizzato da risultare praticamente interdetto in assenza di segnale applicato alla griglia. La tensione di placca verso massa allora coincide col $+ V_{AT} = + 250$ V. Questa tensione esiste pure fra massa e griglia del tubo catodico e si assume come livello zero di riferimento. a) Si applichi ora un segnale di intensità media, per il quale le creste degli impulsi sincronizzanti producono una caduta di tensione in placca di 60 volt; la tensione anodica e la tensione di griglia del tubo catodico assumono così il valore di 190 volt in corrispondenza degli impulsi di sincronismo, e di 205 volt in corrispondenza del livello del nero. Per un tubo catodico richiedente 50 volt di polarizzazione per estinguere il pennello elettronico, nelle condizioni ora specificate, il catodo del tubo catodico si trova a $+ 205 + 50 = + 255$ V rispetto alla massa; questa polarizzazione v i e n conferita m e d i a n t e il controllo di luminosità. In corrispondenza del massimo bianco

(linea zero) la griglia si trova a 250 — 255 = — 5 volt rispetto al catodo. Per il livello del nero la griglia è polarizzata rispetto al catodo con 205 — 255 = — 50 V.

b) Si applichi successivamente un segnale video debole, di ampiezza metà di quella del caso a), cioè di 30 volt massimo. I picchi di sincronismo si trovano a 250 — 30 = 220 volt, mentre il livello del nero corrisponde a 250 — 0,75 . 30 = 227,5 volt. Se il controllo di luminosità non viene ritoccato, per cui la tensione catodo-massa è sempre di 255 volt, il livello del nero polarizza la griglia a 227,5 — 255 = — 27,5 volt in luogo dei — 50 volt del caso a). Con un negativo di griglia così basso l'immagine risulta eccessivamente brillante e si rendono visibili sul quadro le tracce di ritorno del pennello catodico. Per ovviare a questo inconveniente occorre agire sul regolatore di luminosità ed aumentare la tensione catodo-massa a + 277,5 volt, caso c); allora in corrispondenza del livello del nero la griglia assume il potenziale di 227,5 — 277,5 = — 50 volt rispetto al catodo, con che si è ristabilito il corretto valore di luminosità; le tensioni griglia-catodo in corrispondenza del massimo bianco (linea zero = 250 volt) e dei picchi di sincronismo valgono ora rispettivamente 259 — 277,5 = — 27,5 volt e 220 — 277,5 = — 57,5 volt.

Concludendo nel caso a) (segnale e luminosità medi normali) il max bianco viene riprodotto colla massima luminosità, quindi come un bianco massimo; i livelli del nero e delle sommità degli impulsi sincronizzati vengono riprodotti neri, come deve essere. Nel caso b) (segnale debole, luminosità eccessiva) al max bianco in entrata corrisponde ancora il massimo bianco in uscita, ma i livelli del nero e di sincronismo appaiono grigi. Nel caso c) (segnale debole, luminosità normale) il max bianco viene riprodotto come un grigio (Vgk = — 27,5 V), mentre i livelli del nero e di sincronismo appaiono neri.

L'uso dell'accoppiamento diretto comporta dunque di dover riaggiustare il controllo di luminosità ogni qualvolta la tinta media del quadro varia sensibilmente. Se l'immagine riprodotta deve essere osservata in un locale normalmente illuminato, è necessario ritoccare i controlli di contrasto e di brillantezza nel senso di aumentare queste due caratteristiche ottiche. In simili condizioni il regolatore di luminosità deve essere disposto sul davanti del ricevitore e la sua regolazione affidata all'utente, che solitamente se ne serve male. In un ricevitore con amplificatore video in cui la componente continua è reinserita, la regolazione del livello del nero al potenziale di interdizione

del tubo catodico avviene automaticamente; il controllo di luminosità può essere portato posteriormente sul telaio, ed il suo comando effettuato mediante un taglio per giraviti, praticato nell'alberino del potenziometro relativo, escludendo la manopola che potrebbe indurre l'utente non tecnico a false manovre.

2) C.A.S. amplificato

Rendendo molto efficace il controllo automatico di sensibilità dell'amplificatore si ottiene di limitare le variazioni dell'intensità del segnale e di diminuire la necessità di intervento manuale per la regolazione della luminosità. Il C.A.S. amplificato è però antieconomico perchè richiede uno stadio amplificatore, che non è utile ai fini dell'amplificazione del segnale video. Questo sistema è quindi applicabile solo ai televisori di lusso, nei quali il fattore costo è da porsi in secondo piano. Il C.A.S. amplificato inoltre non risolve il problema di dover aumentare il segnale video per un televisore posto in ambiente illuminato.

3) Tinta del reticolo in assenza di segnale video immagine

Quando non vi è segnale video, l'uscita del 2° rivelatore concide, per un amplificatore ad accoppiamento diretto, con la linea zero dianzi definita; questa tensione provoca la minima polarizzazione negativa di griglia, quindi la massima luminosità del reticolo la cui tinta rappresenta il massimo bianco. E' molto preferibile che in assenza di segnale il reticolo sia oscuro, praticamente nero, e che diventi brillante in presenza di segnavideo, come avviene per un ricevitore provvisto di reinsertore della componente continua.

4) Assenza di disaccoppiamento anodico

Se si applica nel circuito anodico di un amplificatore ad accoppiamento diretto il filtro disaccoppiatore *R*f *C*f della figura 48, un segnale nero, cui compete un certo valore della corrente anodica, provoca una caduta di tensione ai capi di *R*f, per cui la tensione al punto di unione di *R*f con la resistenza di carico *R*c sia ad esempio di 250 volt. Un segnale bianco provoca una diminuzione di corrente anodica e della caduta di potenziale agli estremi di *R*f, allora il ritorno del carico anodico si trova ad una tensione, ad esempio 300 volt, più alta che per la ricezione di un segnale nero.

La maggior tensione positiva riportata in griglia del tubo catodico dall'accoppiamento diretto la rende meno negativa;

perciò il bianco viene riprodotto con eccessiva brillantezza; le tracce dei ritorni sono visibili sul quadro. Si ha inoltre un'esaltazione delle basse frequenze, perchè la resistenza di carico per esse è $R_c + R_f$ essendo altissima la reattanza del condensatore C_f in parallelo a R_f. Si ricordi che nel testo è stato introdotto l'uso del gruppo R_f C_f nel circuito anodico, proprio allo scopo di esaltare le basse frequenze, dato che il guadagno per esse diminuisce per la presenza del condensatore di accoppiamento. Nell'amplificatore ad accoppiamento diretto non ha luogo alcuna diminuzione del guadagno alle basse frequenze, poichè il condensatore di accoppiamento non esiste; non si richiede perciò compensazione per le basse frequenze e l'esaltazione introdotto dal filtro R_f C_f, avente qui solo funzione di disaccoppiatore, si risolve in una distorsione della risposta in frequenza.

5) Tensione costante di schermo

Normalmente la tensione di schermo per un tubo amplificatore si aggira intorno a 150 volt. Questo valore si ottiene (attraverso una resistenza R_s di caduta della tensione anodica $+ V_{AT}$ e by-passata da un condensatore C_s) in un amplificatore ad accoppiamento diretto, quando si riceve un segnale nero; in corrispondenza di un segnale bianco, che fa diminuire la corrente anodica, la tensione di schermo media aumenta oltre 150 volt. Ciò tende a far crescere la corrente anodica e ad abbassare la tensione di placca, con effetto antitetico rispetto alla tensione di griglia. Allora un'area bianca viene riprodotta con insufficiente brillantezza. Il guadagno alle basse frequenze subisce una diminuzione a motivo che per esse la resistenza di caduta nel circuito di schermo non è più by-passata dal condensatore di accoppiamento C_s, provocando degenerazione. Si vede quindi che i disaccoppiamenti di placca e di schermo agiscono in senso opposto sul guadagno alle basse frequenze. Il fatto stesso suggerisce che un opportuno dimensionamento di R_f C_f, R_s C_s, può portare ad un'amplificazione costante anche per le basse frequenze. Conviene anche introdurre il condensatore C_K e la resistenza R_K di catodo e proporzionare sperimentalmente i loro valori.

Una buona usanza è in ogni caso quella di mantenere costanti le tensioni di schermo e al punto di ritorno della resistenza R_c di carico anodico. L'inconveniente più grave presentato dall'accoppiamento diretto si manifesta negli amplificatori a più stadi: la tensione $+ V_{AT}$ di uno stadio viene trasferita alla

griglia dello stadio successivo la cui tensione di alimentazione anodica deve essere 2 V_{AT}, affinchè la tensione placca-catodo sia di circa V_{AT} volt anche per esso. Se gli stadi sono n, la tensione anodica dell'ultimo stadio deve essere n V_{AT}, ossia n volte quella richiesta da un normale amplificatore con accoppiamento a resistenza e capacità. Inoltre una leggera variazione della tensione di alimentazione anodica al 1° stadio viene amplificata dagli stadi successivi, rendendo indispensabile l'adozione di alimentatori autoregolati.

Domande alle quali l'allievo deve rispondere

NORME. — Per ogni domanda, sono già indicate quattro risposte, (**a, b, c, d**) una delle quali è l'esatta. L'allievo dovrà segnare con un tratto a penna o matita una delle quattro lettere **a, b, c, d,** riportate nella colonna a fianco della domanda per indicare qual'è la risposta da lui ritenuta esatta.

ESEMPIO

(la risposta **d** è quella ritenuta esatta) a): b): c): ~~d)~~

DOMANDA	RISPOSTE (segnare quella che ritiene esatta)
1. Perchè nella curva di risposta FI la frequenza portante video è attenuata di 6 dB? **a)** perchè essendovi la distanza di 5,5 MHz fra le due portanti video e audio, la prima cade oltre la banda non attenuata; **b)** perchè la trasmissione è a soppressione parziale di banda; **c)** per simmetrizzare la risposta alle frequenze più alte della banda; **d)** perchè la curva ha un fianco ripido e un fianco meno inclinato.	a): b): c): d):
2. Nella determinazione grafica delle frequenze di accordo dei singoli circuiti di un amplificatore FI a sintonia sfalsata si hanno circuiti sintonizzati alla frequenza centrale del canale FI? **a)** sì, sempre; **b)** no, mai; **c)** uno solo se il numero dei circuiti è pari; **d)** uno solo se il numero dei circuiti è dispari.	a): b): c): d):
3. Se il numero dei circuiti accordati di un amplificatore FI a sintonia sfalsata è **n** > 6 e pari, ciascun circuito ha una frequenza propria di sintonia diversa da quella degli altri: **a)** sì, sempre; **b)** no, mai; **c)** generalmente no, perchè i circuiti vengono suddivisi in **m** gruppi di **n**/2 circuiti, ovvero in **p** gruppi di **n**/3 circuiti; **d)** generalmente sì, perchè ogni circuito è indipendente dagli altri.	a): b): c): d):

4. Nell'accoppiamento interstadio a trasformatore con 2 circuiti accordati la tensione di uscita è massima quando:

a) l'induttanza è grande rispetto alla capacità; **b)** la mutua induttanza è massima — **c)** l'accoppiamento è sopra al critico; **d)** l'accoppiamento è uguale al critico.

a): b): c): d)

5. Nel caso di accoppiamento superiore al critico. per il circuito di cui alla domanda precedente N. 4, la curva del guadagno relativo presenta:

a) 2 massimi simmetrici rispetto alla frequenza di risonanza; **b)** un massimo alla frequenza di risonanza; **c)** andamento uniforme senza massimi entro tutta la banda; **d)** un massimo e un minimo simmetrici rispetto alla frequenza di risonanza.

a): b): c): d):

6. Nel caso del circuito di cui alla domanda N. 4 con $\beta > 1$ i fianchi della curva di risposta rispetto a quella di accoppiamento con un solo circuito accordato, a parità di banda passante, sono:

a) meno ripidi; **b)** più ripidi; **c)** di uguale inclinazione; **d)** uno più ripido, l'altro meno ripido.

a): b): c): d):

7. Sempre nel caso del circuito di cui alla domanda N. 4 per quali valori di β, il guadagno relativo si riduce a 0,8?

a) per $\beta = 1$; **b)** per tutti i valori di $\beta > 1$; per $\beta = 0{,}5$ e $\beta = 2$; **d)** per tutti i valori di $\beta < 1$.

a): b): c): d):

8. Come varia la resistenza di smorzamento dei due circuiti accordati di un trasformatore FI in funzione del grado di accoppiamento?

a) è indipendente; **b)** è una funzione lineare, ossia gli è direttamente proporzionale; **c)** diminuisce al crescere di β; **d)** con la radice quadrata di una legge parabolica in β.

a); b); c); d)

9. Il guadagno di un circuito doppio accordato rispetto a quello di un circuito monoaccordato è:

a) uguale per $\beta = 1$; doppio per $\beta = 2$; **b)** sempre maggiore; **c)** sempre minore; **d)** minore o uguale a seconda del grado di accoppiamento.

a): b): c): d):

10. Perchè pur presentando una curva di risposta a fianchi molto ripidi, l'accoppiamento doppio accordato è poco usato negli amplificatori FI video?

a) perchè la ripidità dei fianchi si ottiene a scapito dell'amplificazione; **b)** perchè più costoso, più difficile da allineare e più ingombrante; **c)** non è vero: l'accoppiamento in oggetto è il più diffuso; **d)** perchè introduce distorsione di frequenza e fase.

a): b): c): d):

11. A che servono i circuiti trappola del suono?

a) a permettere la realizzazione del ricevitore intercarrier; **b)** ad impedire che il suono si propaghi nel canale della visione; **c)** a impedire che il video si propaghi nel canale audio; **d)** ad aumentare il guadagno alle alte frequenze video.

a): b): c): d):

12. Come si definisce l'angolo di sfasamento della video frequenza rivelata rispetto alla FI?

a) con le stesse relazioni valide per gli amplificatori a video frequenza, **b)** come le semidifferenza degli sfasamenti delle oscillazioni laterali; **c)** non esiste nessuna relazione; **d)** è sempre nullo.

a): b): c): d):

13. Per l'assenza della distorsione di fase, l'angolo φ e il tempo di ritardo τ devono essere:

a) φ costante, τ direttamente proporzionale alla frequenza; **b)** φ direttamente proporzionale alla frequenza, τ costante; **c)** φ e τ indipendenti dalla frequenza; **d)** φ inversamente proporzionale alla frequenza, τ direttamente proporzionale alla frequenza.

a): b): c): d):

14. Che cosa s'intende per rapporto di pendenza della curva di risposta di un amplificatore video?

a) il rapporto tra le frequenze per le quali la uscita si riduce rispettivamente a 0,1 e a 0,9 del massimo; **b)** il rapporto tra le inclinazioni dei fianchi della curva; **c)** il rapporto tra la mutua conduttanza del tubo amplificatore con e senza compensazione; **d)** il rapporto fra le frequenze limite superiore e inferiore.

a): b): c): d):

15. Con quale tipo di compensazione per le alte frequenze si ottiene maggior guadagno relativo?

a) con l'amplificatore non compensato; **b)** colla compensazione in derivazione; **c)** colla compensazione in serie; **d)** colla compensazione serie-parallelo.

a): b): c): d):

16. Con quale circuito si compensa la distorsione alle basse frequenze video dovute ai circuiti di accoppiamento, di catodo e all'impedenza dello alimentatore?

a) con un filtro a resistenza e capacità disposto nel circuito anodico del tubo amplificatore; b) con un'induttanza in serie o in parallelo al cammino del segnale; c) con un circuito risonante alla frequenza limite inferiore; d) con un circuito di correzione all'ingresso dell'amplificatore. **a); b); c); d);**

17. Dei quattro metodi indicati nel testo per la riduzione dei disturbi nell'amplificatore video, qual'è il più pratico?

a) il 1°; b) il 2°; c) il 3°; d) il 4°. **a); b); c); d);**

18. Qual'è l'inconveniente più grave presentato da un amplificatore video a **n** stadi ad accoppiamento diretto?

a) la necessità della regolazione manuale della luminosità; b) la necessità di disporre di una tensione anodica uguale a **n** VAT; c) la necessità di amplificare il C.A.S.; d) la tinta bianca del reticolo in assenza di segnale ricevuto. **a); b); c); d)**

19. In quale caso il video segnale rivelato presenta le creste di sincronismo positive rivolte in alto?

a) con modulazione positiva e **R**c nel circuito di catodo del diodo; b) con modulazione negativa e **R**c nel circuito di catodo del diodo; c) con modulazione negativa e **R**c nel circuito di catodo del diodo; d) con modulazione positiva e **R**c nel circuito di placca del diodo. **a); b); c); d)**

20. Con un numero pari di stadi amplificatori video e con modulazione negativa come si deve disporre la resistenza **R**c di carico del diodo e come si deve pilotare il tubo catodico?

a) **R**c in placca del diodo, segnale alla griglia del tubo catodico; b) **R**c nel catodo del diodo, segnale alla griglia del tubo catodico; c) **R**c nel catodo del diodo, segnale al catodo del tubo catodico; d) **R**c nella placca del diodo, segnale al catodo del tubo catodico. **a); b); c); d)**

21. Qual'è il principale svantaggio presentato dai diodi a cristallo rispetto ai diodi termoionici?

a) essendo il catodo freddo, il funzionamento risente della temperatura ambiente; b) la relativa bassa resistenza inversa; c) la mancanza di linearità della rivelazione ottenibile; d) la distorsione di fase del segnale rivelato. **a); b); c); d)**

22. Quando è opportuna la disposizione del diodo rivelatore con catodo a massa?

a) quando il diodo viene sfruttato anche per il C.A.S.; a) quando il diodo viene sfruttato anche per la ricomposizione della componente continua; c) quando il diodo rivelatore fa parte di un tubo multiplo; d) quando la modulazione è negativa. **a); b); c); d)**

23. La costante di tempo del circuito **RC** di un rettificatore C.A.S. deve essere:

a) molto grande per combattere l'evanascenza; **b)** abbastanza grande per mantenere costante la tensione di uscita; **c)** molto piccola per seguire le rapide variazioni del segnale; **d)** piccola affinchè il condensatore non arrivi a caricarsi al valore di cresta del segnale applicato. **a); b); c); d)**

24. Con segnale riflesso meno intenso di quello diretto qual'è la frequenza massima di evanescenza che il C.A.S. può seguire?

a) 25 Hz; **b)** 50 Hz; **c)** 100 kHz; **d)** 1 MHz. **a); b); c); d)**

25. Come si manifesta sul tubo catodico l'azione di un impulso disturbante che interessi il C.A.S.?

a) con una diminuzione di luminosità; **b)** con con una perdita di sincronismo; **c)** con una diminuzione di contrasto; **d)** con un aumento di contrasto. **a); b); c); d);**

26. In un sistema di C.A.S. amplificato in c.c. la regolazione del contrasto è affidata ad una tensione continua agente da:

a) tensione ritardatrice del C.A.S.; **b)** polarizzazione variabile degli stadi RF e FI; **c)** polarizzazione per gli stadi a video frequenza; **d)** negativo di griglia del tubo catodico. **a); b); c); d);**

27. In certi sistemi il C.A.S. amplificato in c.a. si fa uso di altri segnali oltre a quello video?

a) no; **b)** a 25 Hz; **c)** a 50 Hz; **d)** a 15625 Hz. **a); b); c); d);**

28. Su che cosa agisce il comando della luminosità in un televisore?

a) sulla tensione anodica del tubo catodico; **b)** sulla polarizzazione dalla griglia del tubo catodico; **c)** sulla polarizzazione della griglia del tubo amplificatore finale video; **d)** sul filamento riscaldatore del catodo del tubo catodico. **a); b); c); d);**

29. La corretta polarizzazione della griglia del tubo catodico deve soddisfare al seguente requisito:

a) il livello del nero deve corrispondere al punto d'interdizione; **b)** il livello del nero deve essere sopra l'interdizione (valore più positivo); **c)** il livello nero deve essere sotto l'interdizione (valore più negativo); **d)** essere regolato per il massimo bianco. **a); b); c); d);**

30. Se in un amplificatore video non compensato, si aumenta il valore della resistenza di carico anodico, che cosa si verifica nel suo comportamento?

a) diminuisce il guadagno; **b)** la banda passante video si restringe; **c)** la banda passante video si allarga; **d)** non si modifica nulla. **a); b); c); d);**

31. A cosa si deve principalmente attribuire lo sfasamento delle basse frequenze in un amplificatore video?

a) alle capacità parassitarie circuitali in derivazione; **b)** alla capacità interelettrodica del tubo amplificatore; **c)** alla capacità del condensatore di accoppiamento interstadio; **d)** alla resistenza catodica.

a): b): c): d):

32. A cosa si deve principalmente attribuire lo sfasamento delle frequenze più alte in un amplificatore video?

a) alla capacità di accoppiamento interstadio; **b)** alle varie capacità parassitarie in derivazione, incluse le capacità interelettrodiche; **c)** all'induttanza dei collegamenti circuitali; **d)** alla resistenza di polarizzazione catodica.

a): b): c): d):

Domande e risposte su argomenti trattati nelle Dispense 30, 31 e 32 (lezioni LI, LII, LIII LIV LV).

DOMANDE

1. Come si valuta la ripidità dei fianchi della curva del guadagno relalativo in funzione della frequenza per un amplificatore FI a 4 stadi a sintonia sfalsata avente **Q** = 10 e risonante a 21 MHz?
2. Per un amplificatore FI a 4 stadi accoppiati a trasformatore con entrambi i circuiti accordati la curva di risposta è più o meno vicina alla rettangolare rispetto al caso precedente?
3. Quate tipo di amplificatore FI a 4 stadi dà i migliori risultati?
4. Rappresentare graficamente l'effetto di un circuito trappola accoppiato induttivamente.
5. Come in 4, ma per un circuito trappola accoppiato capacitivamente.
6. Tracciate la caratteristica esprimente la variazione dell'angolo di fase in funzione della frequenza **f** in MHz per un accoppiamento interstadio con un solo circuito accordato, e con 2 circuiti accordati.
7. Qual'è l'ampiezza della tensione rivelata da un diodo avente 500 Ω di resistenza interna (**R**d), caricato con **R**c = **4** kΩ, cui sia applicato un segnale FI di 10 volt?
8. Per un doppio diodo 6AL5 come varia la resistenza interna **R**d, variando la resistenza di carico **R**c da 2 kΩ a 10 kΩ quando sia applicato un segnale di 20 volt FI?
9. Quali sono i principali sistemi C.A.S.
10. Quali sono le differenze fondamentali tra il C.A.S. e il C.A.V.
11. Qual'è l'effetto degli impulsi sincronizzanti verticali sul sistema C.A.S.?

RISPOSTE

1. La ripidità si valuta col rapporto di pendenza **p** cioè col rapporto tra le frequenze **fo**, 1 e **fo**, 9 per le quali il guadagno relativo si riduce rispettivamente a 0,1 e a 0,9 del massimo. La formula:

$$\Delta f = \frac{fo}{Q} \sqrt{1 + 2{,}828 \sqrt{\frac{1}{A} - 1}}$$

calcolata per **A** = 0,1 e **A** = 0,9 fornisce rispettivamente:

$$fo{,}1 = \frac{21}{10} \sqrt{1 + 2{,}828 \sqrt{\frac{1}{0{,}1} - 1}} = 2{,}1 \sqrt{1 + 2{,}828.3} = 6{,}47$$

$$fo{,}9 = \frac{21}{10} \sqrt{1 + 2{,}828 \sqrt{\frac{1}{0.9} - 1}} = 2{,}1 \sqrt{1 + 0{,}94} = 2{,}93$$

$$p = \frac{fo{,}9}{fo{,}1} = \frac{6{,}47}{2{,}93} = 2{,}21$$

2. La ripidità dei fianchi è uguale in entrambi i casi dal massimo fino al guadagno relativo $1/\sqrt{2}$; quindi per maggiori attenuazioni la curva dell'amplificatore con accoppiamento trasformatorico biaccordato è leggermente più vicina alla rettangolare: il rapporto di pendenza è di 1,9 contro 2,21 dell'amplificatore a sintonia sfalsata.

3. L'amplificatore costituito da 2 stadi monoaccordati e di stadi biaccordati, perchè fornisce un miglior rapporto di pendenza, un guadagno superiore di 14 dB rispetto a un amplificatore a sintonia sfalsata con 4 stadi accordati ciascuno ad una propria frequenza.

4. La curva **A** di fig. 1 rappresenta la curva del guadagno relativo in funzione della frequenza per un solo circuito accordato a **fo** = 24 MHz ed avente **Q** = 9,05. La curva **B** mostra il guadagno relativo per lo stesso circuito quando accoppiato induttivamente con **K** = = 0,0433 ad una trappola risonante a 21,75 MHz, avente **Q** = 100. La curva **C** è la curva di risposta del circuito trappola, molto stretta ed alta dato l'alto fattore di merito **Q**. La curva **D** mostra l'andamento della risposta di un amplificatore FI a 4 stadi [dei quali i primi due sono accoppiati con un solo circuito accordato, avente **Q** = 9,05, gli altri due sono accoppiati con doppio circuito accorda-

ta (**Q** = 19,2; β = 3), tutti i quattro stadi risuonano a 24 MHz] quando è accoppiato alla trappola di cui alla curva **C**.

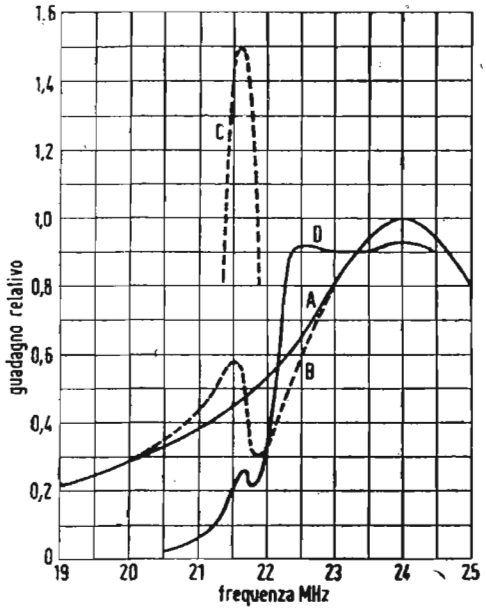


Fig. 1. — Effetto del circuito trappola sonora accoppiata induttivamente.

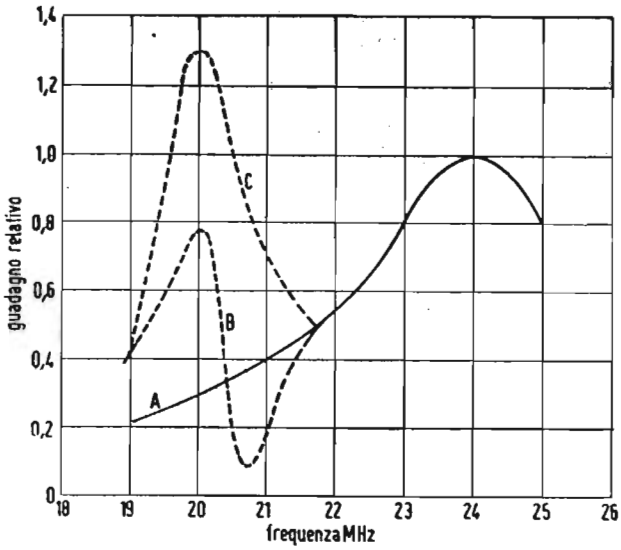


Fig. 2. — Effetto del circuito trappola sonora accoppiata capacitivamente.

5. Le curve **A, B, C** di fig. 2 forniscono gli stessi elementi delle curve, **A, B, C,** di fig. 1, ma per accoppiamento capacitivo del circuito trappola, quando la capacità di entrata dello stadio successivo è di 1,83 pF; tutti gli altri elementi sono uguali a quelli di fig. 1.

6. L'angolo di fase per un singolo circuito accordato è fornito dalla relazione

$$\varphi = \text{artg}\ \mathbf{Q}\ \left(\frac{\mathbf{f}}{\mathbf{fo}} - \frac{\mathbf{fo}}{\mathbf{f}}\right) \qquad \text{(a)}$$

dove **fo** è la frequenza di risonanza.

La curva **A** di fig. 3 è la rappresentazione della (a) per **Q** = 10 e **fo** = 24 MHz. La curva ha andamento prossimo al lineare per — 45° < φ < 45°. All'angolo φ = 45° corrisponde l'attenuazione $1/\sqrt{2}$ della risposta. I massimi spostamenti di fase sono + 90° e — 90°.

L'angolo di fase per un doppio circuito accordato è fornito dalla relazione:

$$\varphi = \text{artg}\ \frac{2\ \mathbf{Q}\ (\mathbf{f}/\mathbf{fo} - \mathbf{fo}/\mathbf{f})}{1 + \beta^2 - [\mathbf{Q}\ (\mathbf{f}/\mathbf{fo} - \mathbf{fo}/\mathbf{f})]^2} \qquad \text{(b)}$$

La curva **B** di fig. 3 rappresenta la (b) per **Q** = 20, β = 3 e **fo** =

=24 MHz. La curva varia fra — 180° e + 180°, presenta 3 punti di flesso e non è lineare. Tuttavia fra 22 e 26 MHz le curvature delle

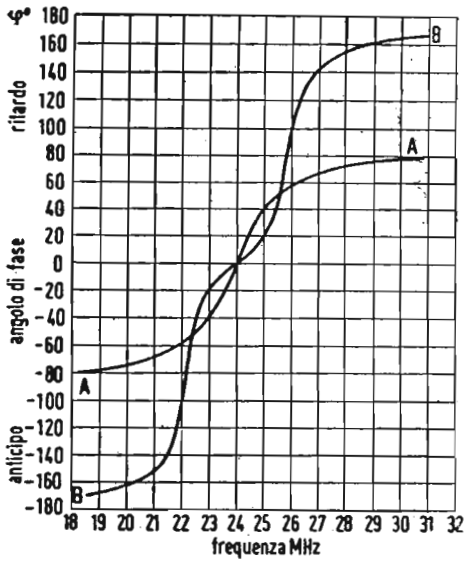


Fig. 3. — Caratteristica angolo di fase-frequenza.

curve **A** e **B** di fig. 3 sono opposte e quindi si compensano. Pertanto adottando un amplificatore FI a 4 stadi, i primi due monoaccordati, gli altri due biaccordati si ottiene una curva di sfasamento che è la risultante di **A** e **B** e che per la larghezza di banda di ± 2 MHz intorno alla FI è sufficientemente lineare.

7. Col rapporto **R**c/**R**d = 4000/500 = 8, la curva di fig. 35 del testo assicura che la tensione ai capi del condensatore è 0,62 V; quindi la tensione rivelata vale 0,62 × 10 = 6,2 V.

8. Dalla fig. 34 del testo si deduce immediatamente che la **R**d varia da 270 Ω a circa 415 Ω.

9. I principali sistemi di C.A.S. sono:

1) C.A.S. semplice non ritardato.

2) C.A.S. semplice ritardato (2 volt).

3) C.A.S. semplice ritardato (2 volt) applicato ad un solo tubo di piccolo potenziale di interdizione.

4) C.A.S. amplificato non ritardato.

5) C.A.S. amplificato ritardato (2 volt).

10. Le principali differenze fra C.A.S. e C.A.V. sono:

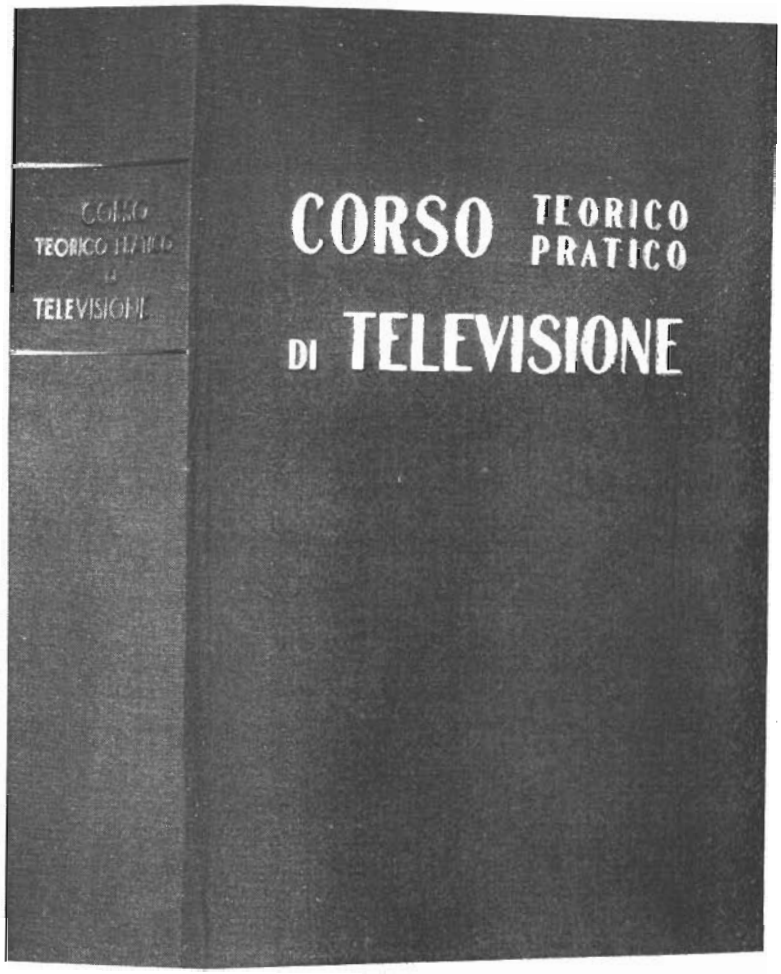
1) Il C.A.S. deve sviluppare una tensione proporzionale al valore di punta del segnale FI modulato, perchè i picchi di sincronismo rimangono a un livello costante in assenza di evanescenza. Il C.A.V. deve sviluppare una tensione che è proporzionale al valor medio del segnale inviluppo di modulazione, perchè tale tensione rimane costante in un intervallo relativamente lungo di tempo, in assenza di evanescenza.

2) Comportamento rispetto ai disturbi:
il C.A.S. è sensibilissimo ai disturbi, perchè il condensatore di fil-

tro tende a caricarsi al valore di cresta del segnale applicato FI. Un ampio impulso disturbante può da solo caricare il condensatore di filtro fino al punto che la tensione di controllo sviluppata diminuisce l'amplificazione dell'apparecchio; questo abbassamento del guadagno perdura fino a che l'eccesso della carica è sfuggita attraverso la resistenza di fuga del filtro. Ne consegue una diminuzione di contrasto assai fastidiosa se gli impulsi disturbanti si succedono rapidamente. La tensione dovuta al C.A.V. dipendendo dall'ampiezza media del segnale di uscita dal 2° rivelatore, non risente dei disturbi (a meno che non siano molto intensi ed in rapida successione), perchè brevi impulsi distanziati nel tempo non possono alterare il valor medio del segnale rivelato.

11. Gli impulsi verticali si comportano analogamente ai disturbi. Quando il segnale FI in corrispondenza degli impulsi verticali è applicato al diodo C.A.S., il diodo diviene conduttivo, la sua corrente carica il condensatore in parallelo alla resistenza di carico del diodo, con formazione di una componente alternata a 50 Hz sovrapposta alla tensione di uscita del controllo automatico di sensibilità. Tale ronzio modula il video segnale falsando la tinta media di fondo dell'immagine. La variazione della luminosità è però poco avvertibile, perchè è sincronizzata con la scansione verticale.

Autorizzazione del Tribunale di Milano 16-1-61 - N. 5502 del Registro
Direttore responsabile ALFONSO GIOVENE - Proprietà della Editrice Il Rostro
Distribuzione in abbonamento postale - Gruppo II
Distribuzione STE - Milano



attenzione!

Acquistate o prenotate oggi stesso,
presso il Vostro edicolante,
la **cartella raccoglitrice**
per le 35 dispense

CORSO TEORICO PRATICO DI TELEVISIONE

La cartella, in cartone e tela con impressioni in oro, contiene il frontespizio e l'indice generale di tutte le lezioni. Costa lire 500 ed è in vendita anche presso l'**EDITRICE IL ROSTRO**
in Via Senato 28 - Milano

CORSO
TEORICO - PRATICO DI
TELEVISIONE

DISPENSA

N. 33

SOMMARIO

Chiave per le risposte alle domande della DISPENSA XXXIII (LEZIONI LI, LII, LIII, LIV e LV)

LEZIONE LVI

Gli strumenti di misura — Il voltmetro elettronico — L'oscillatore modulato in frequenza (« sweep ») ovvero « Vobulatore » — Il Marcatore (« Marker ») — L'oscilloscopio — L'ondametro per falla di griglia (« Grid-dip-meter ») — Il generatore di barre incrociate — Il generatore di onde rettangolari.

TUTTI I DIRITTI RISERVATI ALLA EDITRICE IL ROSTRO - MILANO

TIPOGRAFIA EDIZIONI TECNICHE - MILANO - VIA BALDO DEGLI UBALDI, 6

Chiave per le risposte alle domande della dispensa 32ª (lezioni LI, LII, LIII, LIV, e LV)

1	b)	17	d)
2	d)	18	b)
3	c)	19	b)
4	d)	20	a)
5	a)	21	b)
6	b)	22	c)
7	c)	23	b)
8	d)	24	b)
9	a)	25	c)
10	b)	26	a)
11	b)	27	d)
12	b)	28	b)
13	b)	29	a)
14	a)	30	b)
15	d)	31	c)
16	a)	32	b)

LEZIONE LVI

GLI STRUMENTI DI MISURA

Il conoscere profondamente tutti i fenomeni che avvengono sia in un trasmettitore che in un ricevitore televisivi, tutti i circuiti più svariati che li compongono, le loro caratterstiche ecc., è indubbiamente la base su cui poggia la capacità di un tecnico di televisione. A nulla o ben poco servirebbe tutta questa cultura se poi il tecnico non avesse la possibilità di analizzare e controllare tutti questi fenomeni con adatti strumenti poichè i nostri sensi non ci permettono di misurare a orecchio o ad occhio il comportamento di essi circuiti se non in pochissimi casi fortunati in cui l'analisi dell'immagine ricevuta può già informarci di alcune delle caratteristiche funzionali di un ricevitore o di qualche parte di esso. Occorre quindi una serie di strumenti di alta precisione e speciali caratteristiche che analizzino senza tema di errori i vari circuiti rivelando in modo comprensibile al nostro occhio o al nostro orecchio il loro comportamento.

Per il collaudo dei televisori finiti, nonchè per la taratura e l'allineamento delle varie sezioni circuitali, occorrono speciali strumenti di misura, alcuni dei quali di tipo classico, altri particolarmente costruiti per la TV.

Le misure elettriche che si possono effettuare su un televisore sono di vario genere, principali fra le quali sono:

a) misure di tensione in corrente continua (sino a 20.000 V) e alternata (valori efficaci);

b) misure di tensione a radio-frequenza (compresa la frequenza intermedia) e video-frequenza (valori di cresta ovvero « picco a picco »);

c) misure di resistenza entro valori di frazioni di « ohm » al centinaio di « megaohm » (molto frequenti; usando un « ohmetro » a lettura diretta);

d) misure del coefficiente di merito Q di induttanza a ra-

diofrequenza (non molto frequenti; mediante un « Q-metro »);

e) misure di capacità ed induttanza (non molto frequenti; mediante un ponte R-C-L);

f) controllo dei parametri elettrici dei vari tubi elettronici (provavalvole);

g) controllo dei parametri elettrici dei tubi catodici (provatubi);

h) controllo del valore di radio-frequenza entro la gamma delle emissioni TV ed entro la gamma delle frequenze intermedie più usate (da 5 a 60 MHz; « grid dip meter »);

i) controllo visivo delle forme d'onda dei segnali sincro e video in vari punti di un circuito (oscilloscopio);

k) controllo visivo della caratteristica guadagno-frequenza, negli amplificatori ad alta frequenza e media frequenza (oscilloscopio + generatore/sweep + marcatore);

l) controllo visivo della caratteristica guadagno-frequenza negli amplificatori a video-frequenza (entro la gamma da 5 Hz a 6 MHz) meno frequente il paragrafo k;

m) controllo della linearità di deflessione e geometria del « raster » (generatore di sbarre);

n) controllo del comportamento di amplificatori ai fronti ripidi ed alle bassissime frequenze (generatore di onde rettangolari);

o) misura dell'intensità di campo ricevuta (sensibilità del televisore ed installazione antenne).

Naturalmente, non tutti i generi di misure sopra elencati sono strettamente indispensabili per l'espletamento di un servizio di assistenza TV a carattere di manutenzione e riparazione guasti. Sono invece tutte necessarie se non proprio indisepnsabili nel caso dello studio o del collaudo completo di un televisore.

Esamineremo quindi in dettaglio la dotazione e l'uso degli strumenti di un laboratorio TV.

Tutte le nozioni tecniche finora impartite pur rappresentando il bagaglio culturale di ogni tecnico, a ben poco servirebbero se il progettista, il riparatore, l'installatore non fossero aiutati, di volta in volta, da strumenti capaci di rilevare, misurare, controllare tutti i fenomeni fisici ed elettrici finora studiati. Lo strumento di misura e di controllo non è nè un lusso nè un ausilio, ma una vera necessità del tecnico il quale per quanto capace ed esperto non può mai, con i propri sensi, avere la perce-

zione dei fenomeni che lo circondano nè, tanto meno, controllarli nella loro entità.

A prescindere dai normali strumenti elettronici di un laboratorio radio e cioè:

generatore a battimenti;
oscillatore modulato;
provavalvole;
Q-metro;
ponte R-C-L;

il laboratorio di televisione deve essere corredato dei seguenti strumenti tipici:

1) voltmetro elettronico con « probe » per alta tensione (AT) ed alta frequenza (RF);
2) oscillatore modulato in frequenza (sweep) con marcatore (marker);
3) oscilloscopio a larga banda passante; meglio se con grande schermo (circa 15 cm);
4) ondametro per falla di griglia (grid-dip meter);
5) generatore di barre incrociate.

Con questo corredo è possibile controllare il funzionamento di tutte le parti essenziali di un ricevitore controllando tensioni, frequenze, forme d'onda ecc.

Nel corso della presente lezione esporremo una dettagliata descrizione dei vari strumenti, il loro uso ed il modo di procedere prima analitico e poi pratico per la messa a punto e la taratura di un ricevitore TV.

1) IL VOLTMETRO ELETTRONICO

L'utilità, anzi la necessità, del voltmetro elettronico è intuitiva. Solo con esso, infatti, è possibile misurare tensioni senza alterare apprezzabilmente le caratteristiche del circuito analizzato, presentando una resistenza di ingresso di circa 10 MHz.

E' altresì possibile, tramite il « probe » che avanti descriveremo, analizzare tensioni in alta frequenza (fino a 300 MHz) senza alterare troppo i circuiti analizzati presentando, in ingresso, una capacità mai superiore ai 5 pF grazie ai rivelatori al germanio di piccolissime dimensioni, situabli direttamente nel puntale usato per il prelievo del segnale.

Il maggiore ostacolo, fino a poco tempo fa, alla diffusione del voltmetro elettronico, a parte l'alto prezzo, era la instabilità

legata all'alta sensibilità del tubo usato per l'amplificazione influenzato dalle anche minime variazioni di alimentazione non completamente neutralizzate da tubi stabilizzatori di tensione e di corrente che, tra l'altro, appesantivano il prezzo e l'apparecchio.

Oggi, grazie alle valvole ad alta pendenza ed al sistema a « ponte » tutte queste difficoltà sono superate e basta uno sguardo allo schema elettrico appresso riprodotto (fig. 1) per rendersi conto dell'estrema semplicità del circuito e delle brillanti prestazioni che se ne possono trarre.

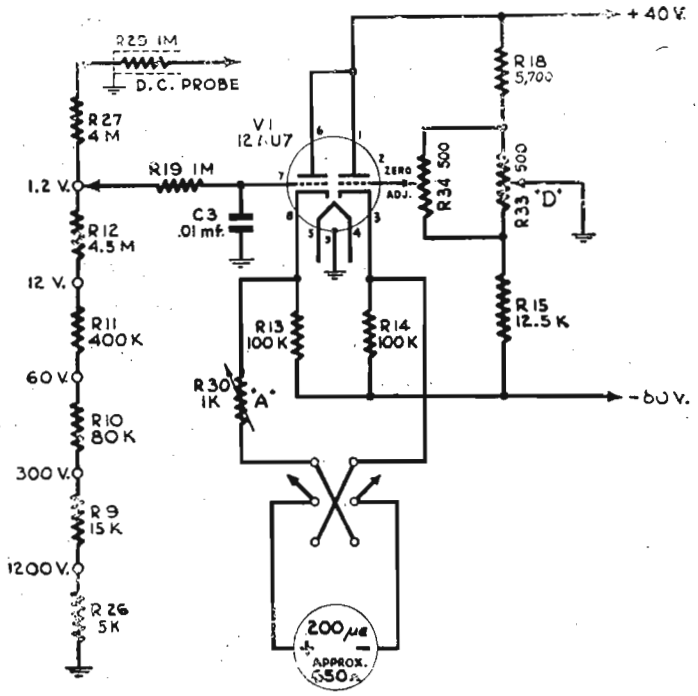


Fig. 1. — Schema di voltmetro elettronico con circuito a ponte bilanciato (misura di tensioni continue).

La risoluzione del problema della stabilità è ottenuta in modo pressochè totale usando un circuito bilanciato.

Infatti anzichè usare lo strumento indicatore per misurare la corrente del tubo in funzione della tensione applicata alla sua griglia, esso strumento è inserito tra due valvole funzionanti alla pari, cioè entrambe al centro del tratto rettilineo della curva ed anzichè leggere la corrente di una di esse o di entrambe, si misura lo sbilanciamento tra i due circuiti provocato dal segnale da misurare applicato ad uno solo di essi.

E' evidente che una variazione della tensione di alimentazione non provoca sbilanciamento di sorta poichè provoca una variazione di corrente identica in entrambe le valvole (di solito accentrate nello stesso bulbo) di uguali caratteristiche e quindi lo strumento non indicherà nessuna variazione differenziale tra

le due unità; mentre l'applicazione di una certa tensione ad una sola di esse, provocherà sbilanciamento tra i due circuiti con conseguente spostamento dall'indice indicatore.

E' fattore di sicurezza e di precisione non applicare tensioni eccessive alla valvola da « sbilanciare » onde evitare di farla lavorare sul ginocchio superiore o inferiore della curva; in questo caso le variazioni di corrente non sarebbero più proporzionali alle variazioni di tensione applicate con conseguente non linearità della lettura. Per questa ragione il segnale applicabile alla valvola non supera mai 1,5 volt e ciò è ottenuto usando, per valori superiori, un partitore di tensione la cui resistenza è, in totale, di circa 10 Mohm, valore più che sufficiente per non alterare sensibilmente i circuiti analizzati anche se di alta impedenza (circuiti CAV ad esempio).

La lettura delle tensioni alternate non subisce, rispetto a quelle continue, altro che la rettificazione, ottenuta tramite un doppio diodo. In essa uno dei diodi ha il solo compito di controbilanciare la corrente di riposo dell'altro il cui compito è quello di rettificare i segnali alternati applicandone la risultante continua al circuito a ponte sopra descritto.

Lo strumento si presta benissimo anche come misuratore di resistenza. Per ottenere ciò viene applicata alla valvola del circuito a ponte una tensione fissa (ottenuta da una piletta) di 1,5 volt tramite una resistenza di valore noto.

Se ad esempio usiamo una resistenza di 10 Mohm lo strumento segnerà fondo scala; ma se cortocircuitiamo la griglia verso massa con un'altra resistenza, supponiamo di 10 Mohm, lo strumento segnerà metà scala perchè la tensione applicata alla griglia sarà di 0,75 volt essendo la pila applicata a un partitore i cui bracci sono entrambi di 10 Mohm. E' così possibile, variando la resistenza in serie alla piletta, variare le condizioni del gruppo potenziometrico e leggere, in pratica, la tensione applicata alla valvola in funzione della resistenza sotto prova confrontando il valore di essa con quello fisso posto in serie.

Il costo di uno strumento siffatto è pari o inferiore a quello di uno strumento convenzionale a 20.000 Ω per volt ma presenta vantaggi enormemente superiori. Ad es. usando un rettificatore al germanio e situandolo nello stesso puntale usato per il prelievo del segnale, si può ottenere un rettificatore di bassissima capacità e quindi capace di rivelare e leggere tensioni alternative ad altissima frequenza (200-300 MHz) senza alterare eccessivamente le condizioni del circuito analizzato poichè ca-

ricando questo circuito con 10 MΩ e 5 pF non se ne modificano di troppo le condizioni di lavoro.

La costruzione poi di un simile strumento non presenta difficoltà di sorta ed il tecnico appena capace può conseguirne il montaggio con certezza di riuscita purchè disponga di resistenze tarate all'1% (e questo lo si ottiene facilmente dalle Case costruttrici) e di uno strumento campione per la taratura per confronto una volta tanto.

Le prestazioni di questo strumento sono multiple e cioè:

a) lettura delle tensioni continue da circa 1 V fino a circa 1500 V fondo scala su impedenza di ingresso di circa 10 MΩ.
b) lettura delle tensioni alternate (valori efficaci) da 1 V fino a circa 1500 V fondo scala su impedenza d'ingresso, secondo i tipi, di 250.000 Ω fino a 10 MΩ; per frequenza fino a 100 kHz;
c) misura delle resistenze da 1 Ω fino a 1000 MΩ;
d) lettura delle tensioni a radio frequenza (valori di cresta) nella gamma di frequenze compresa tra 20 kHz e 100 MHz per tensioni non superiori a 20 V picco con l'ausilio di un « probe » per RF del quale seguirà la descrizione;
e) l'ettura di altissime tensioni, continua fino a 20-30 kV con l'ausilio del « probe » per AT;
f) letture differenziali con zero al centro scala per tarature di descriminatori MF o per letture di dB.

Per la più rapida comprensione delle prestazioni dello strumento nelle varie funzioni pubblichiamo gli schemi elementari semplificati prima dello schema completo del quale sarà così più facile comprendere le varie commutazioni.

A) Schema elementare per la lettura delle tensioni continue (figura 1).
B) Schema elementare per la lettura delle tensioni alternate (figura. 2).
C) Schema elementare per la lettura delle resistenze (fig. 3).
D) Schema totale dello strumento (Simpson 303) (fig. 4.).
E) Schema di altro strumento con impedenza alta anche per tensioni alternate (fig. 5).

Dallo schema elementare A) risalta subito che la corrente di lettura dello strumento non è la corrente di una valvola in funzione della tensione applicata alla griglia, ma la corrente differenziale tra due triodi.

Questo sistema, ormai largamente usato, presenta notevoli

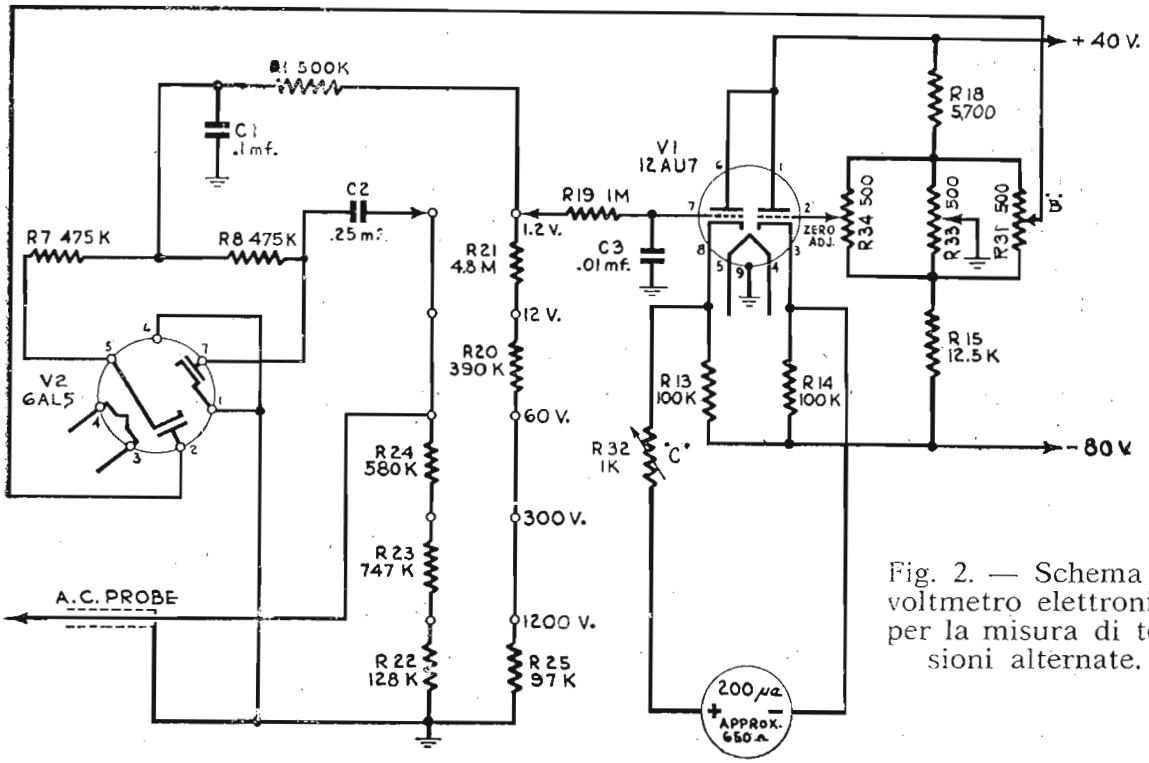


Fig. 2. — Schema di voltmetro elettronico per la misura di tensioni alternate.

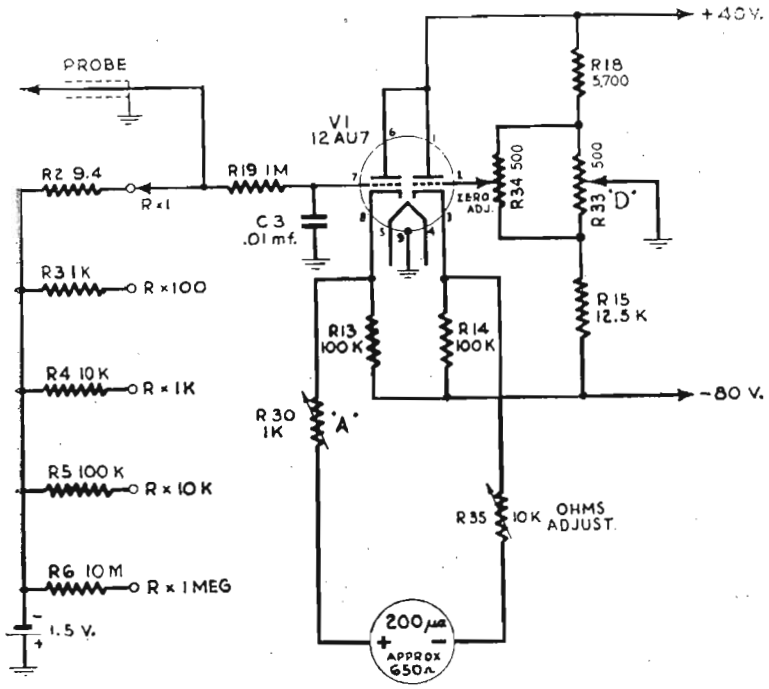


Fig. 3. — Schema di voltmetro elettronico per la misura di resistenze.

vantaggi rispetto a quello classico usato fino a poco tempo fa. Anzitutto risulta estremamente facile l'azzeramento dello strumento poichè regolando il potenziometro R_{34} si fa in modo che la corrente del triodo, diciamo, inattivo sia uguale a quella del triodo usato per la misura, azzerando lo strumento.

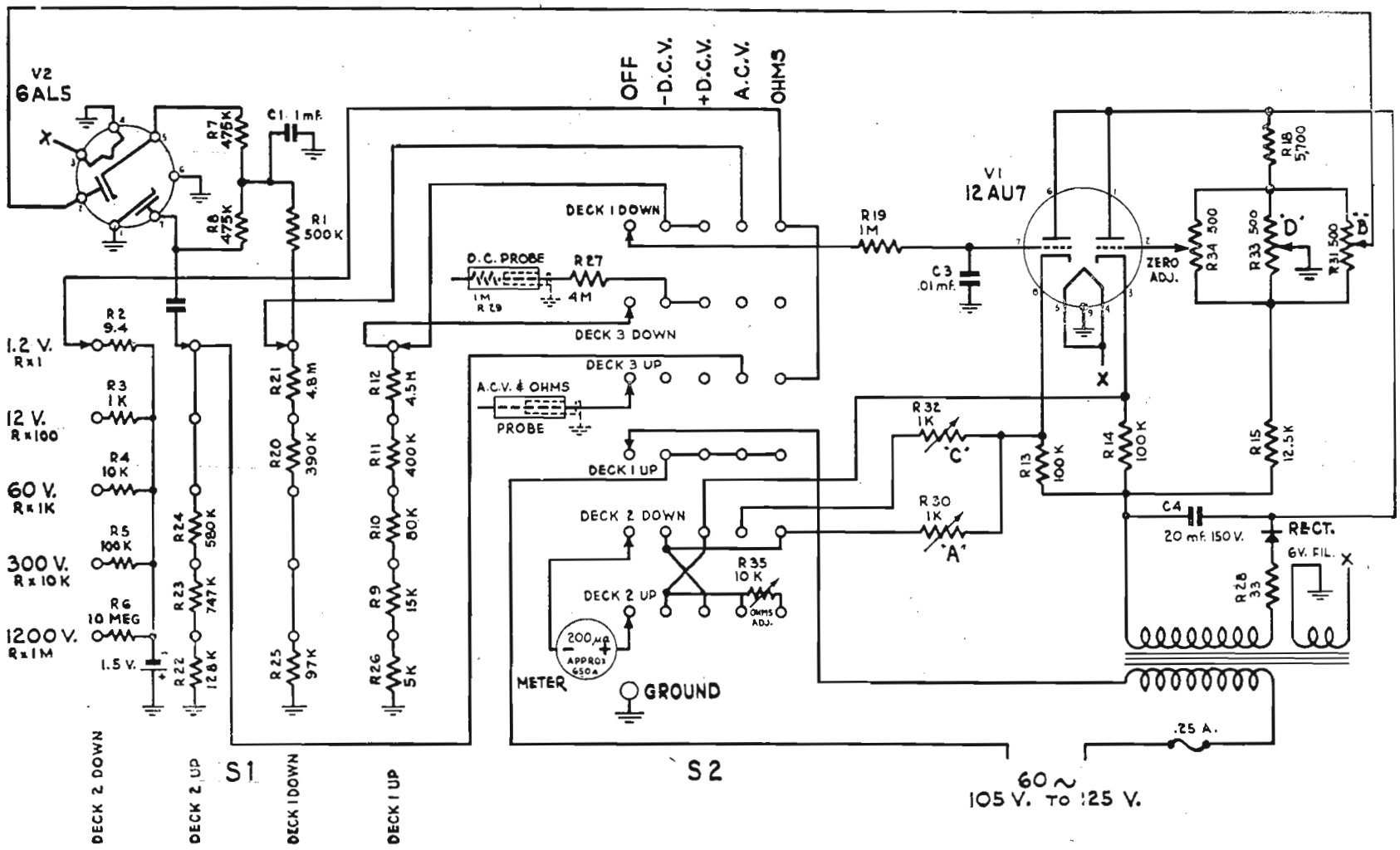


Fig. 4. — Schema generale di voltmetro elettronico (Simpson) per misure di tensioni alternate a qualsiasi frequenza, continue e resistenze.

Regolando poi il potenziometro R_{33} (che normalmente è interno) si regola la corrente a fondo scala variando la tensione anodica (centro massa) e contemporaneamente il negativo base ottenendo una lettura costante pur sostituendo le valvole anche se hanno caratteristiche leggermente diverse.

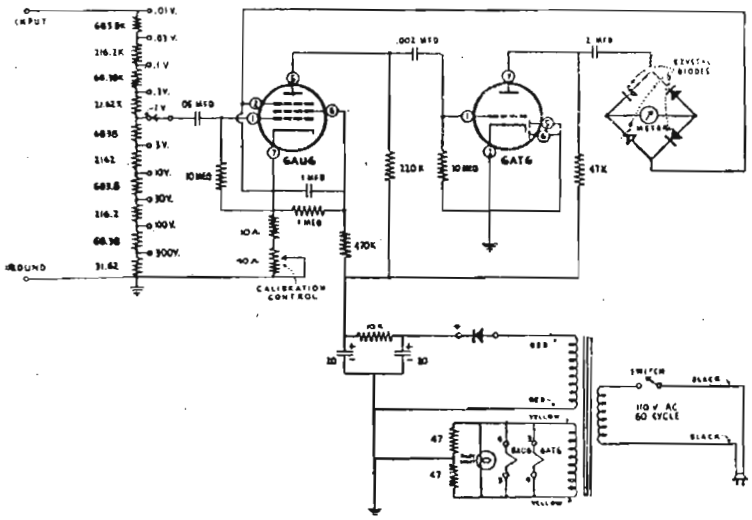


Fig. 5. — Schema di voltmetro elettronico ad alta impedenza ed alta sensibilità.

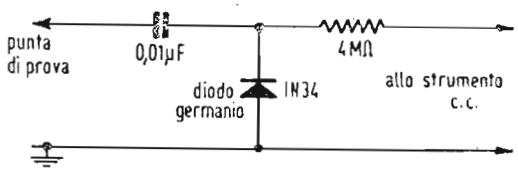


Fig. 6. — Schema del « tastatore » (probe) da usarsi per misure in corrente alternata con voltmetri elettronici.

Uno, però, dei pregi più in risalto, è la costanza di lettura indipendentemente dagli sbalzi della rete di alimentazione. Infatti un aumento, supponiamo, di tensione di rête aumenta in modo identico la corrente in entrambi i triodi in modo che lo azzeramento non c a m b i a e, se aumenta la tensione anodica, aumenta di pari passo anche il negativo di griglia in modo che le variazioni di lettura a fondo scala e di linearità sono insignificanti.

Dallo schema elementare B) si nota che le tensioni alternate vengono raddrizzate da un diodo mentre un secondo diodo, in opposizione di corrente, viene usato per l'azzeramento della corrente di riposo in modo che nessuna tensione viene letta che non provenga dall'esterno dello strumento. Per il resto le tensioni raddrizzate vengono applicate, come prima, come se fossero continue.

Dallo schema elementare C) si nota che per la lettura delle resistenze viene applicata una tensione di 1,5 V alla griglia della valvola. Tale tensione provoca il fondo scala dello strumen-

to e viene applicata in serie ad una resistenza conosciuta. La *R* in prova viene posta tra la griglia della valvola e la massa e fa da partitore di tensione. Risulta così che una resistenza pari a quella campione provoca il dimezzamento della tensione applicata e, quindi, all'incirca della corrente e lo strumento segnerà metà scala.

Variando le resistenze campione usando valori multipli si ottiene una lettura, con una sola scala, dei rispettivi multipli così si leggerà R; $R \times 10$; $R \times 100$ ecc. E' pacifico che la lettura della corrente è proporzionale al rapporto tra la resistenza misurata e quella campione, beninteso salvo una non perfettamente dritta pendenza della valvola la cui linearità viene computata, in partenza, nella taratura della scala dello strumento.

Nello schema di fig. 6 è schematizzato il « probe » per alta frequenza la cui semplicità è evidente; altrettanto semplice è il « probe » per le altissime tensioni il quale contiene una resistenza addizionale di circa 1000 MΩ rispettando le misure precauzionali necessarie per non nuocere all'operatore con possibili scariche date le tensioni in giuoco.

2) L'OSCILLATORE MODULATO IN FREQUENZA (« SWEEP » ovvero « VOBULATOR »)

Il radiotecnico sa, con l'ausilio di un generatore modulato ed uno strumento indicatore d'uscita, come ricavare la curva di taratura di un apparecchio radioricevente. Su carta millimetrata esso segnerà i vari rapporti tra le tensioni risultanti in sintonia e ricostruirà in modo visibile sulla carta l'andamento dei circuiti sintonizzati (cioè la loro amplificazione relativa) in rapporto alle varie frequenze cui vengono sottoposti.

Il radiotecnico che esegue questo lavoro sa quanto sia lungo e noioso soprattutto perchè quando, a curva ultimata, si accorge di qualche asimmetria, non sa, in effetto, quale dei vari circuiti sintonizzati ritoccare per ottenere la correzione voluta e deve quindi procedere a tentativi e rifare ogni volta, la sua brava curva, e ciò fino a quando avrà... perso la pazienza. Il lavoro diverrebbe più sbrigativo se un compiacente amico gli girasse avanti-indietro il condensatore variabile del generatore ad alta frequenza lasciando da eseguire solo la lettura. Ancora più sbrigativo sarebbe sostituire l'amico con un motorino a moto alternativo che eseguisse l'operazione di avanti-indietro. Aumentando man mano la velocità di spazzolamento cioè la variazione in più e in meno della frequenza rispetto a quella cen-

trale il nostro tecnico non farebbe più praticamente in tempo a seguire con l'occhio e segnare sulla carta i valori indicati dallo strumento il quale pure ad un certo punto, data la sua inerzia non seguirebbe più le variazioni con linearità, ma rimarrebbe « imballato ». Di qui la necessità di ricorrere ad uno strumento privo di inerzia e che nello stesso tempo permettesse agli occhi del tecnico di seguire e leggere i vari valori nonostante la velocità. Questo nuovo strumento è l'oscillografo a raggi catodici.

Infatti se il puntino (spot) si spostasse nel senso dell'altezza in proporzione alla tensione applicata (cioè quella che avrebbe letto e indicato lo strumento primitivo) ciò avverrebbe senza inerzia e così pure se il motorino che provvede allo « spazzolamento » della frequenza del generatore provvedesse anche allo « spazzolamento » orizzontale dell'oscilloscopio.

Vogliamo seguire un poco il puntolino?

Eccolo al centro del quadro; applichiamo la tensione del generatore di radiofrequenza e il puntolino si sposta in alto fino a indicare il valore in uscita dei circuiti in esame: lo stesso come avrebbe fatto lo strumento meccanico.

Facciamo ora funzionare lentamente il motorino il quale sposta sia la frequenza, supponiamo verso le frequenze più alte e, contemporaneamente il puntolino verso destra; il puntolino si sposterà così sia verso destra, ma anche, supponiamo, verso il basso poichè la tensione letta è più bassa sulla nuova frequenza rispetto alla frequenza di partenza. Il motore si sposta pian piano verso la frequenza più alta che vogliamo e il puntolino al massimo a destra poi inizia il movimento di ritorno fino al centro e, ancora di seguito verso sinistra (e verso la frequenza più bassa) e via dicendo. Se acceleriamo man mano questa velocità di esplorazione e di « spazzolamento » non riusciremo più a distinguere il puntolino nelle sue varie posizioni poichè interverranno due fenomeni:

1) Il puntolino rimarrà un certo tempo luminoso anche dopo avvenuto lo spostamento a causa della persistenza di luminosità del fosforo che compone lo schermo del tubo RC dell'oscilloscopio.

2)Le immagini dei vari puntolini nelle varie posizioni si sommeranno tutte nel nostro occhio, a causa della persistenza retinea confondendosi in un'unica linea curva che sarà perfettamente identica a quella che noi avremmo tracciata sulla carta millimetrata se avessimo potuto seguire lentamente il puntolino nelle sue peregrinazioni; tutto ciò se lo spostamento del

punto avviene in 1/25 di secondo o meno. Per sicurezza useremo quale frequenza di spostamento, quella della rete elettrica che è, come ben sappiamo, di 50 periodi al secondo il che va bene per le nostre necessità.

Vediamo ora come avviene lo spostamento, meccanico oppure elettronico, della frequenza nel generatore modulato in frequenza e come avviene, sincrono, lo spostamento del fascetto elettronico nell'oscilloscopio.

Fino a non molto tempo fa i generatori MF, cioè modulati in frequenza, comunemente chiamati « sweep generator » erano preferibilmente composti di una valvola a reattanza che provvedeva a generare una frequenza fissa modulata in frequenza che, facendo battimento con un'altra variabile non modulata, dava per risultante il battimento sulla frequenza desiderata.

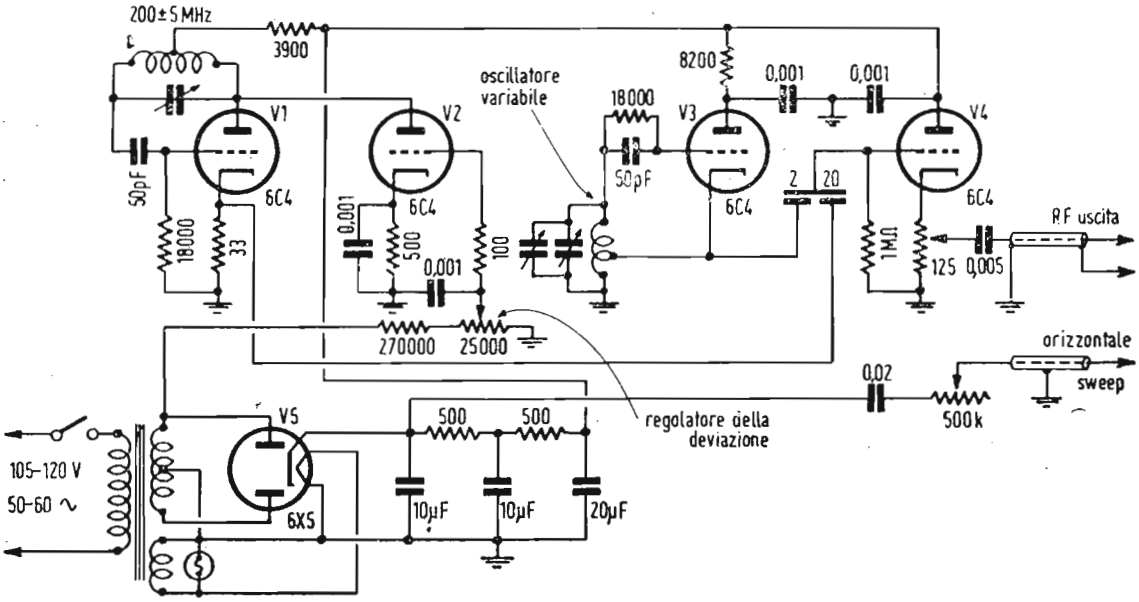


Fig. 7. — Schema di generatore « sweep » di tipo semplificato.

Questo delle due portanti in battimento è un accorgimento necessario per poter avere, una volta tarata l'apparecchiatura. una lettura graduata costante della deviazione di frequenza il che si può ottenere solo lavorando su una frequenza fissa.

L'espressione più semplice di un oscillatore modulato in frequenza è schemattizzata in fig. 7.

Le funzioni delle valvole sono le seguenti:

V_1 = Oscillatore di frequenza base di 200 MHz il cui centro frequenza viene regolato in fase di taratura e non più toccato. Sul catodo di questa valvola, ai capi una resistenza

di 35 Ω, viene prelevato il segnale a radiofrequenza che viene inviato alla valvola mescolatrice V_4.

V_2 = Valvola a reattanza variabile in funzione del segnale applicato alla griglia. Il compito di questa valvola è quello di far variare in più e in meno la frequenza base del circuito della V_1; un segnale sinoidale a frequenza di rete viene dosato in ampiezza dal potenziometro regolatore di deviazione, questo segnale provoca una variazione oscillante di corrente nella valvola V_2 che, essendo posta in parallelo al carico induttivo dell'oscillatrice V_1 varia la reattanza del circuito oscillatorio e quindi una deviazione proporzionale di frequenza.

V_3 = Oscillatrice a frequenza variabile da 200 a 310 MHz il cui compito è quello di provocare battimenti di frequenza variabili da 0 a (200 MHz contro 200 MHz) fino a 110 MHz (200 MHz contro 310 MHz) con il circuito oscillatorio guidato dalla valvola V_1.

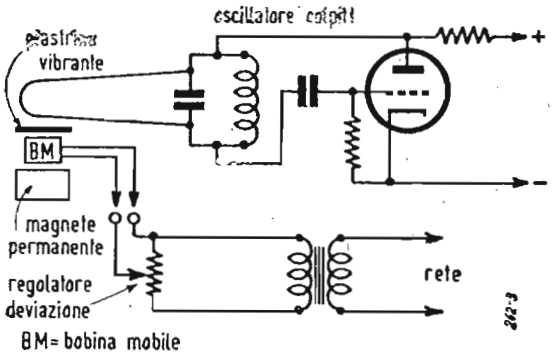


Fig. 8. — Dispositivo elettromeccanico per la generazione di oscillazioni variabili attorno ad un dato valore (sweep).

Detti battimenti saranno a loro volta modulati in frequenza secondo la regolazione del potenziometro regolatore di deviazione che può arrivare ad uno spazzolamento variabile da un centinaio di kHz fino a 5 MHz più o meno la frequenza base.

V_4 = E' una valvola mescolatrice-separatrice il cui compito è quello di permettere l'uscita di un segnale regolabile in ampiezza separato elettronicamente dai circuiti che lo creano.

E' intuitivo che non usando il metodo dei battimenti sarebbe enormemente difficile ottenere una gamma di frequenze da 0 a 110 MHz modulata per giunta in frequenza a ± 5 MHz ottenendo una uscita pressochè costante o, comunque, poco variabile in intensità tra i due estremi della gamma.

Poichè in televisione i canali arrivano fino a 216 MHz è ov-

vio che per i canali alti si debba usare la seconda armonica che è presente con una notevole intensità e quindi perfettamente utilizzabile raggiungendo così una seconda scala che si estende fino a 220 MHz.

Poichè lo « sweep » va usato in collaborazione con l'oscilloscopio è prevista una presa per l'applicazione dello stesso segnale (la rete in questo caso) usato per la deviazione di frequenza all'asse orizzontale dell'oscilloscopio per la deviazione orizzontale dello spot. In questo caso il segnale applicato all'oscilloscopio è di frequenza doppia di quello usato per lo sweep per evitare che le tracce di andata e di ritorno della rete si accavallino generando confusione. Il potenziometro da 400 kΩ in serie con il condensatore da 0,02 μF ha lo scopo di rimettere in fase i due circuiti (sweep e asse orizzontale) cioè controbilanciare gli inevitabili sfasamenti dovuti alla traslazione dello stesso segnale tramite circuiti di diverse caratteristiche.

La moderna necessità di avere deviazioni di otto, dieci ed anche più megacicli ha reso difficile ottenere ciò con una valvola a reattanza e questa è sostituita da sistemi meccanici di variazione di frequenza dei quali si ha un'idea approssimativa in figura 8. Questo congegno è molto simile al sistema meccanico di un altoparlante di piccolissime dimensioni dove il cono viene sostituito da una lastrina metallica che, avvicinandosi ad allontanandosi dalla bobina di accordo del circuito sintonizzato, ne provoca variazione di capacità ed induttanza contemporaneamente, provocando la deviazione di frequenza proporzionale alla corsa della piastrina regolata a sua volta da un potenziometro, che ne regola la tensione applicata alla bobina mobile. Detto potenziometro ha un indice direttamente graduato in frequenza, previa taratura s'intende.

Il resto non differisce dallo « sweep » classico.

Si avrà una valvola a frequenza base fissa modulata in frequenza che genererà battimenti con un'altra frequenza variabile.

Le due portanti sono mescolate in una valvola separatrice (triodo o pentodo) a sua volta accoppiata ad una valvola finale con uscita catodica, il che, oltre a presentare un ottimo disaccoppiamento, permette un'uscita su bassa impedenza come è generalmente richiestro per evitare radiazioni e per adeguarsi ai circuiti di ingresso dei ricevitori.

Ecco lo schema (fig. 9) di uno « sweep » (dizione americana di « spazzolatore ») nel quale la variazione di frequenza avviene meccanicamente tramite una linguetta accoppiata a un cicalino

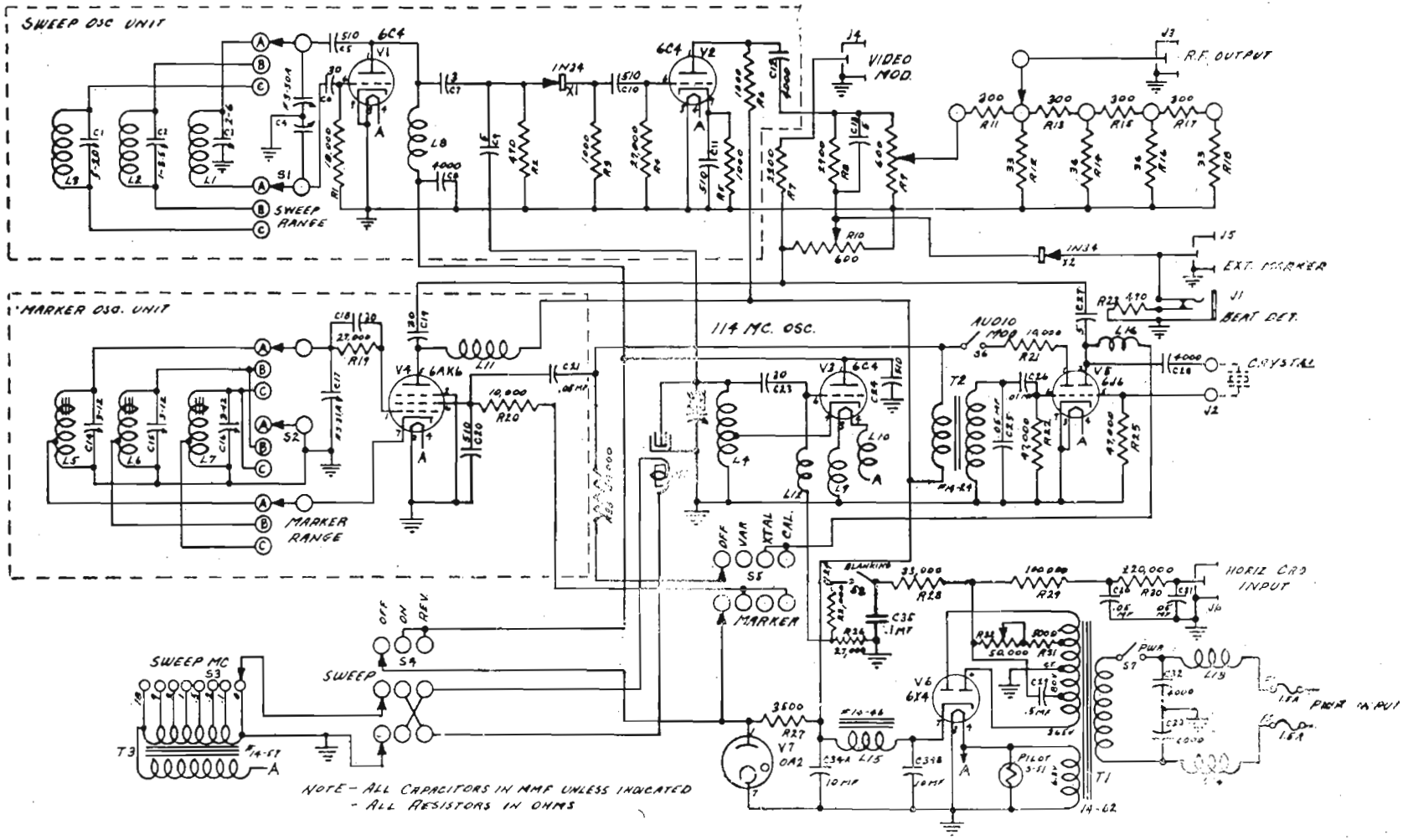


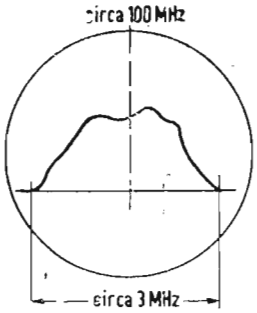
Fig. 9. — Schema generale di un generatore « sweep » completo.

che entrando e uscendo ritmicamente tra le due armature fisse di un condensatore variabile, ne rappresenta la parte centrale mobile.

La stessa tensione di rete, ridotta al valore voluto, che serve per lo spostamento del cicalino, viene applicata all'asse tempi orizzontale dell'oscilloscopio per lo spostamento dello « spot », sullo schermo del tubo catodico.

3) IL MARCATORE (« MARKER »)

Le curve che si ottengono sull'oscilloscopio analizzando un circuito sottoposto ad una escursione di frequenza (spazzolamento - « sweep ») hanno il grave difetto che, pur dando la esatta impressione della natura della sintonia (acuta, piatta, simmetrica o non) e quindi della forma e intensità dell'amplificazione alle varie frequenze applicate, non hanno riferimenti precisi di frequenza. Ad esempio se ad un circuito si applicasse la frequenza base di 100 MHz e si leggesse la curva di cui alla fig. 10



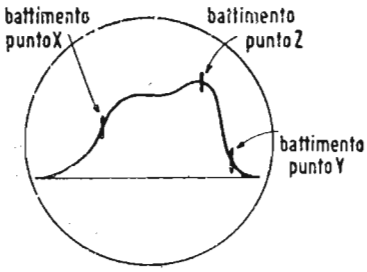


Fig. 10 (a sinistra). — Curva oscillografica sprovvista di « marker ».

Fig. 11 (a destra). — Curva oscillografica dotata di « marker » di frequenza.

si potrebbe tutt'al più arguire, se si è applicata una deviazione di ± 3 MHz, che il circuito in esame ha una sintonia complessa con risposte a diverse frequenze e la cui totale larghezza di banda è, *all'incirca*, 5 MHz e la cui frequenza centrale è *pressapoco* 100 MHz; ma è intuitivo che le frequenze si esprimono in MHz e kHz e non « all'incirca » e « pressapoco » per cui la curva letta ha la tara di una imprecisione che mal si addice ad un rilievo tecnico.

La soluzione del problema è completa con l'uso di un altro oscillatore accoppiabile al primo la cui frequenza sia ben sicura e la cui taratura abbia carattere di precisione meglio ancora con controlli saltuari a cristallo. Facendo battere questa nuova frequenza con la gamma di frequenze usata per lo spazzolamento si avrà un battimento, ben visibile sull'oscilloscopio in corrispondenza della frequenza applicata per ultima per cui la curva letta

avrà un riferimento ben preciso di frequenze. La curva apparirà, ora, sullo schermo come in fig. 11.

Si potrà così sapere che il punto x corrispondente alla frequenza di 97,3 MHz e il punto y a quella di 102,2 MHz poichè queste letture si faranno con assoluta precisione sulla scala tarata del marcatore. Si potrà pure rilevare che il picco di sintonia al punto z è alla frequenza di 99,9 MHz anzichè all'incirca 100 MHz.

4) L'OSCILLOSCOPIO

Se l'oscilloscopio dovesse essere usato solo per la lettura delle curve di sintonia di cui abbiamo finora parlato non occorrerebbe altra caratteristica che quella di uno schermo piuttosto ampio (5 pollici), poichè la frequenza di scansione essendo quella di rete 42 ÷ 60 periodi non occorrono particolari accorgimenti per il suo impiego.

Senonchè l'utilità dell'oscilloscopio si rivela proprio insostituibile laddove sia necessario il rilievo e la rappresentazione grafica di tutti quei fenomeni transitori e non sinoidali i cui valori istantanei non sono affatto rilevabili con altri mezzi, come, cioè:

— denti di sega per la deflessione orizzontale e verticale, impulsi di sincronismo, inviluppi di modulazione, ecc.

In questi casi, siccome le frequenze in gioco in tutti questi fenomeni può raggiungere valori elevati s'impone la necessità che i circuiti amplificatori dell'asse verticale amplifichino uniformemente queste frequenze fino ad almeno 3 ÷ 4 MHz. E' vero che, ad es., i segnali di sincronismo di riga hanno una frequenza di soli 15.625 cicli, ma è anche vero che la loro forma è tale, a fronti ripidi, che per una corretta lettura bisogna che lo amplificatore della deflessione verticale raggiunga una banda passante come quella che si è detta. Il gruppo deflettore dell'asse orizzontale, invece, è sufficiente abbia una perfetta linearità di scansione mentre per ciò che riguarda il passaggio di alte frequenze, questo può essere limitato a 100.000 periodi circa.

Un oscilloscopio che rifletta all'incirca queste caratteristiche è schematizzato in fig. 12.

E' abbastanza evidente che si è avuta una cura particolare per i circuiti amplificatori dell'asse verticale dove sono stati messi in atto accorgimenti tendenti ad ottenere un'amplificazione costante su tutte le frequenze comprese tra i 10 periodi e i

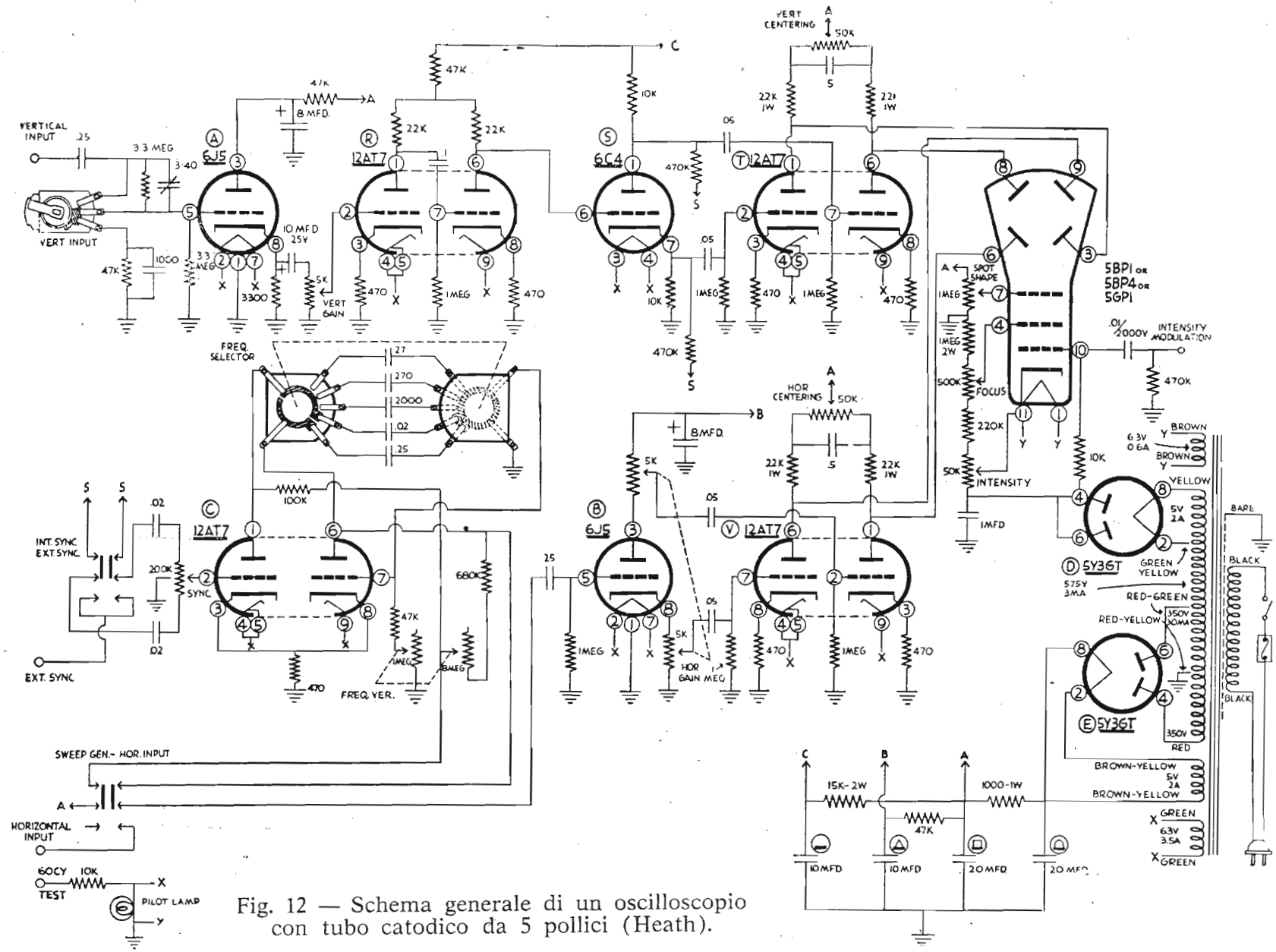


Fig. 12 — Schema generale di un oscilloscopio con tubo catodico da 5 pollici (Heath).

3 MHz (accoppiamenti catodici, a bassa impedenza, circuiti correttori in entrata, ecc.).

L'uso del multivibratore e relativi amplificatori per la scansione orizzontale è necessario per ottenere una notevole linearità necessaria per una esatta valutazione ad es. delle distorsioni dei denti di sega usati per la scansione nei telericevitori.

Altra particolarità necessaria per un oscilloscopio usato per questi scopi è quello di avere, sullo schermo, il punto d'analisi (« spot »), il più sottile e focalizzato possibile, e ciò si ottiene spingendo quasi al massimo possibile la tensione anodica del tubo RC in modo che lo « spot » sia sottilissimo e brillante.

Come si nota è prevista anche la modulazione del pennello catodico e ciò allo scopo di poter sopprimere il raggio nel periodo di ritorno per la lettura delle curve di sintonia evitando cioè che sullo schermo compaiano due curve; una in andata e una in ritorno il cui accavallamento perfetto è compromesso dagli inevitabili spostamenti di fase tra deviazione di frequenza nello « sweep » e pari spostamento del pennello elettronico sul tubo RC.

5) L'ONDAMETRO PER FALLA DI GRIGLIA (« GRID-DIP-METER »)

Questo strumento dall'apparenza e dal funzionamento semplicissimi è di immenso aiuto per chiunque si trovi nella necessità di conoscere rapidamente la frequenza di qualsiasi circuito sia esso semplice (come un filo di ferro teso) o complesso (come un circuito di media frequenza di un telericevitore cui sia accoppiata una trappola).

Il circuito fondamentale come si vede dallo schema di figura 13 è composto da un triodo oscillatore cui può essere applicata o non, la tensione di alimentazione. Sul ritorno di griglia della valvola (che deve essere adatto per le altissime frequenze, 6C4 - 9002) viene misurata da un microamperometro, la corrente di griglia.

La bobina oscillatrice deve essere esterna allo strumento perchè deve essere accoppiata ai circuiti da esaminare e, per giunta, deve essere intercambiabile per coprire le gamme di frequenza che interessano. Le frequenze coperte da un simile strumento possono variare dai 300 kHz fino ai 300 MHz.

L'uso dello strumento è diverso secondo se si devono analizzare circuiti caldi (cioè in oscillazione) come ad es.: oscillato-

re di cambio frequenza, trasmettitore; oppure freddi come ad es.: antenna, circuito accordato, linea di trasmissione, ecc.

Nel primo caso, pur tenendo acceso il filamento della valvola, non viene applicata la tensione anodica di alimentazione. Lo strumento indicherà una leggera corrente (5-10 μA) di riposo della valvola; quando però la bobina verrà accoppiata, se pur lascamente, ad un circuito in oscillazione, lo strumento segnerà una corrente sempre maggiore man mano che la frequenza del

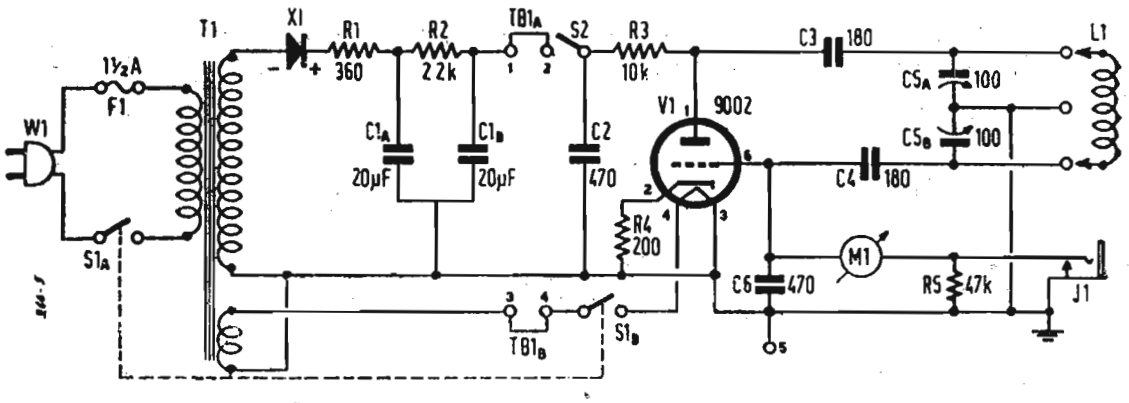


Fig. 13. — Schema di strumento « grid dip ».

circuito dello strumento si avvicinerà a quella del circuito in esame, segnando un massimo del punto di perfetta sintonia che si ricercherà, naturalmente, girando il variabile del nostro strumento fino a far coincidere le due frequenze. Sul tamburo tarato del nostro « g r i d d i p » si leggerà direttamente la frequenza ignota, con una lettura fortemente ridotta e, se si tratta di potenze oscillanti notevoli, anche qualche armonica superiore; il distacco però tra fondamentale e armonica è comunque notevole e non può dar luogo a errori di sorta a prescindere dal fatto che, in caso di dubbio, si inizia dalle frequenze più basse. L'accoppiamento al circuito in esame, una volta ottenuta la lettura, deve essere reso il più lasco possibile fino ad ottenere la minima lettura intellegibile e ciò perchè il nostro circuito accoppiato in assorbimento non falsi la frequenza del circuito in esame assorbendone troppa energia; se l'accoppiamento è troppo stretto si possono avere tre inconvenienti secondo la gravità: 1) spegnimento delle oscillazioni del circuito oscillante esaminato; 2) spostamento della frequenza dell'oscillatore; 3) lettura di due frequenze vicine.

Quando lo strumento viene usato in questo modo la valvola funziona da rivelatore ed è possibile, se si tratta di oscilla-

zioni modulate, ascoltare la modulazione rivelata per mezzo di un auricolare inseribile nel punto 1 segnato nello schema. Questo ascolto è molto utile se si vogliono riscontrare eventuali frequenze spurie presenti nella portante in esame.

Se vogliamo analizzare, invece, circuiti « freddi » cioè non in oscillazione dovremo applicare alla valvola la tensione di alimentazione; in questo caso l'indicatore segnerà la corrente di griglia della valvola in istato oscillatorio il quale subirà variazioni in presenza di circuiti assorbitori che provocheranno, se in sintonia, diminuzioni della corrente di griglia proporzionali alla potenza assorbita.

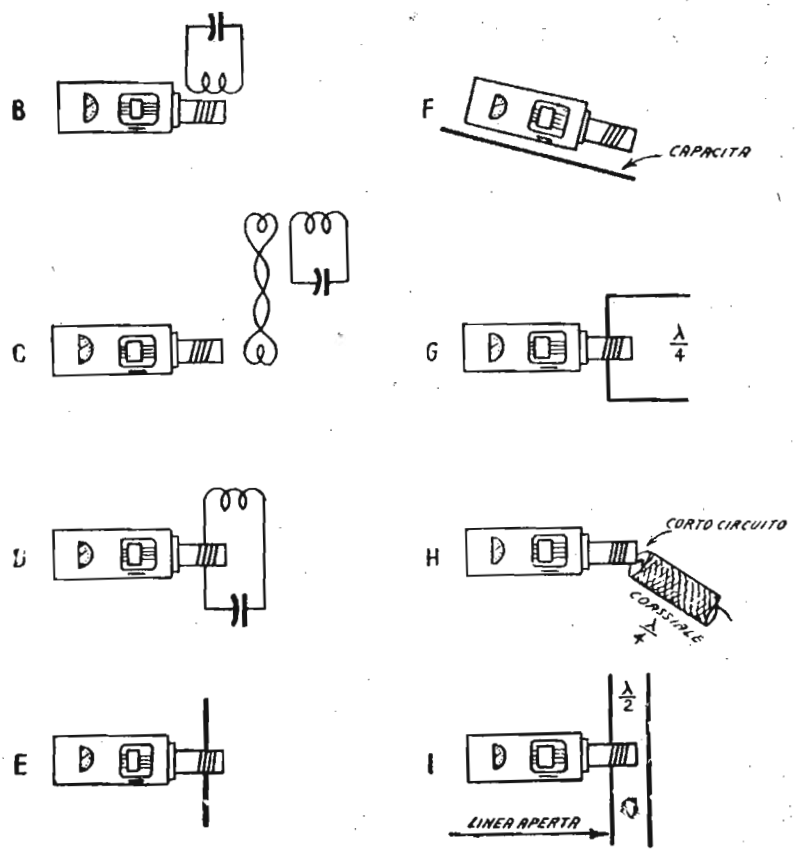


Fig. 14. — Impieghi tipici di un « grid dip meter ».

L'assorbimento diventa massimo, naturalmente quando il circuito in esame è in sintonia con il nostro oscillatore che dovremo quindi manovrare fino a « scoprire » la frequenza ignota. Anche qui bisogna poi diminuire l'accoppiamento per non incorrere negli stessi inconvenienti già detti prima, il più grave dei quali è quello di spegnere le oscillazioni del nostro « grid-dip ».

In fig. 14 sono rappresentati i vari modi di accoppiamento cui ci si deve attenere secondo i casi che si presentano.

6) IL GENERATORE DI BARRE INCROCIATE

Il generatore di barre è uno strumento di grande utilità in Laboratorio anche se non strettamente indispensabile quando si possa disporre di un monoscopio trasmesso da una stazione emittente della quale il nostro generatore fa, modestamente, le veci.

Si tratta, quindi, di un trasmettitore in miniatura modulato da una immagine non reale, ma ottenuta elettronicamente.

Dallo schema riportato in fig. 15 si notano, oltre l'alimentazione, i seguenti circuiti il cui compito è di seguito descritto.

1) Oscillatore pilota controllato a quarzo (1ª-2ª 12AU7), oscillante sulla frequenza di 219 kHz il cui compito, oltre che quello di generare le « barre » verticali, è di controllare cioè sincronizzare gli altri multivibratori a frequenza più bassa e cioè:

2) Oscillatore intermedio per permettere il controllo del multivibratore a frequenza di riga (oscillatore orizzontale) e del circuito bloccato multiplo di quadro (3ª 12AT7), senza ricorrere ad un numero eccessivo di demoltiplicazioni il che renderebbe instabile il controllo.

3) Oscillatore orizzontale necessario per mantenere il sincronismo di riga (12AU7).

4) Oscillatore bloccato funzionante sulla decima armonica della frequenza di quadro.

5) Valvola 6AK5 oscillante a radiofrequenza (oscillazione ottenuta fra griglia schermo e griglia controllo) sulle gamme normalmente usate per l'emissione di programmi televisivi. Questa valvola è modulata in placca per accoppiamento RC da tutti i segnali (barre e sincronismo) generate dai circuiti descritti precedentemente.

La sincronizzazione di quadro può avvenire per subarmonica oppure usando la frequenza di rete. Una serie di commutazioni permette la scelta di qualcuno di questi segnali o la modulazione dell'intero inviluppo il che dà, per risultato, l'apparizione di una grata di righe incrociate.

L'uso di questo strumento permette il controllo totale di un telericevitore essendo con ciò interessati tutti i circuiti, di alta, media, video frequenza ,nonchè il sincronismo; dei circuiti di scansione si possono altresì controllare ampiezze e linearità.

Naturalmente uno strumento del genere può dare risultati

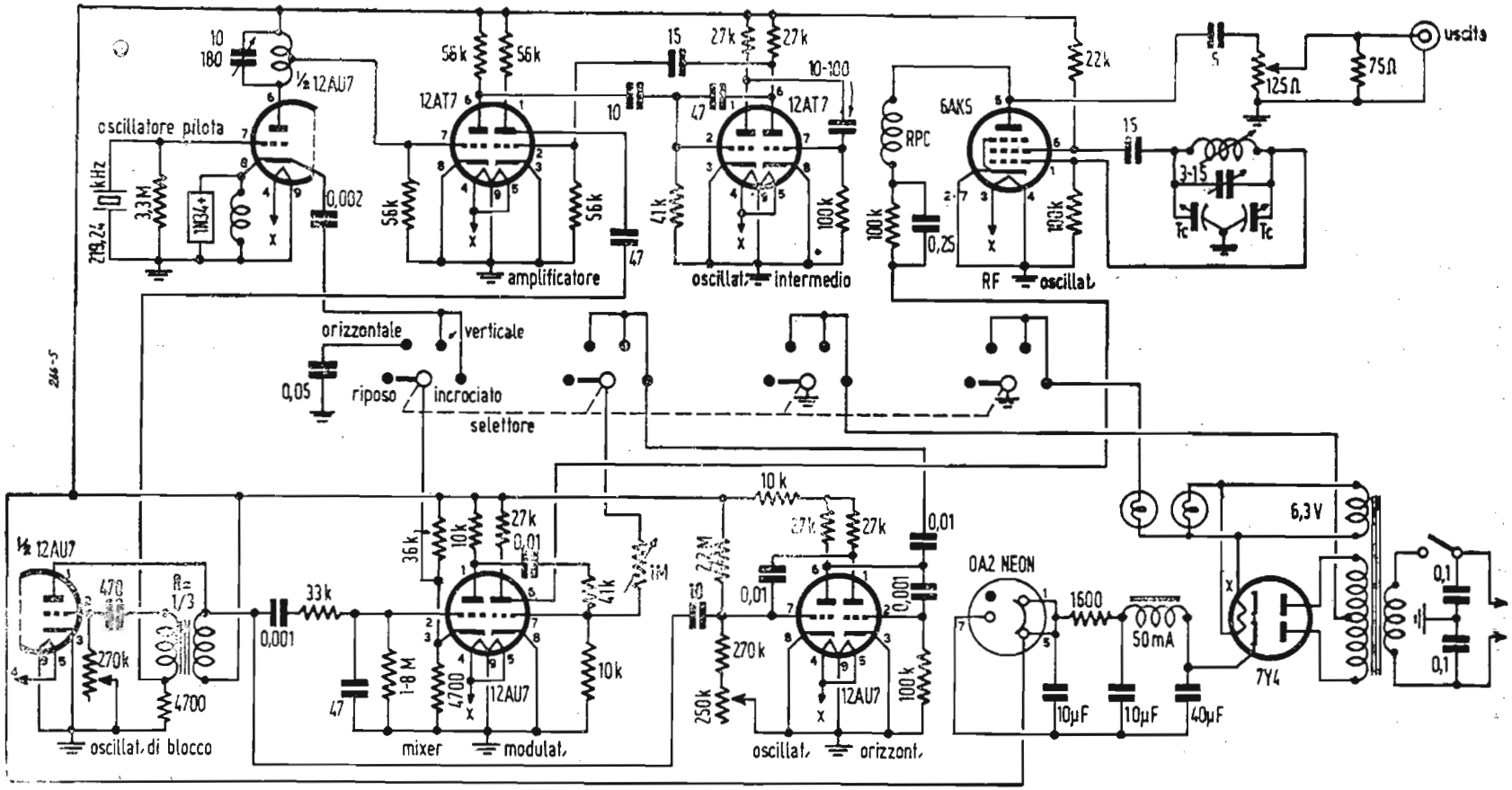


Fig. 15. — Schema generale di un generatore di barre per misure TV.

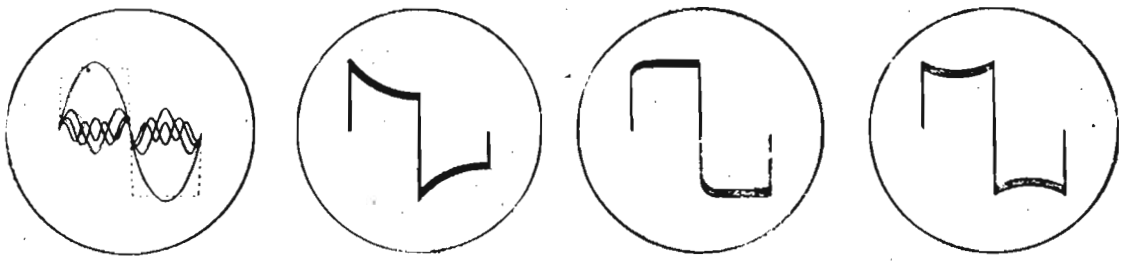
più o meno attendibili in funzione della qualità e stabilità dei segnali generati.

La giusta ampiezza, il fronte più o meno ripido, la presenza, oltre agli altri, anche dei segnali di intrallaccio; la costanza delle frequenze ecc. sono tutti elementi che rendono più o meno di qualità lo strumento agli effetti della valutazione delle qualità del ricevitore.

IL GENERATORE DI ONDE RETTANGOLARI

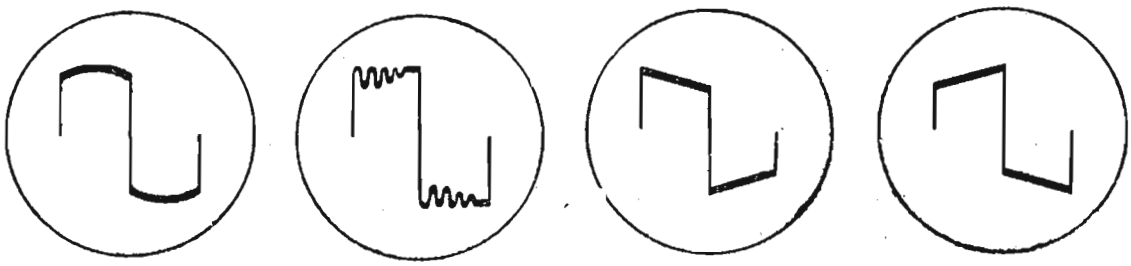
L'uso di oscillazioni ad onde rettangolari per la verifica del comportamento di amplificatori si va sempre più estendendo.

La prova ad onde quadre costituisce un ottimo e rapido mezzo di controllo del responso di amplificatori ad audio e video frequenza.



a) *b)* *c)* *d)*

Fig. 16. — a) Scomposizione di un'onda rettangolare in armoniche; b, c, d) onde rettangolari deformate per deficienze di amplificatori.



e) *f)* *g)* *h)*

Fig. 17. — Onde rettangolari deformate per deficiente comportamento di amplificatori.

Tale metodo di prova consiste nell'esaminare all'oscilloscopio la forma d'onda all'uscita dell'amplificatore sotto controllo, all'entrata del quale viene applicata l'onda rettangolare pura.

Si dimostra matematicamente che un'onda rettangolare è scomponibile in una serie di onde cosinoidali di determinate frequenze ed ampiezze, ciascuna delle quali è una armonica dispari della frequenza fondamentale.

L'ampiezza di ciascuna armonica decresce coll'aumentare della frequenza. Nello schizzo di fig. 16a) è raffigurata un'onda rettangolare scomposta in un limitato numero di armoniche.

L'osservazione delle forme d'onda all'uscita dell'amplificatore permette interessanti deduzioni.

Se ad esempio l'amplificatore esalta le frequenze alte si avrà la forma di fig. 16b); se al contrario le alte frequenze sono attenuate si avrà la forma di fig. 16c) a spigoli arrotondati.

Si può verificare il caso in cui le alte frequenze siano presenti regolarmente, ma scarseggino le basse: in tal caso si avrà la forma d'onda di fig. 16d). Al contrario si verifica (fig. 17e) se vi è un eccesso di basse frequenze.

Nell'esecuzione delle prove con onde rettangolari si tenga presente che esse sono attendibili (nell'osservazione diretta all'oscilloscopio) sino alla 10ª armonica della fondamentale. In altre parole, se applicando all'ingresso di un amplificatore ad es. un'onda quadra della frequenza di 1 kHz, la forma d'onda all'uscita non presenta apprezzabile distorsione, si può ritenere che il responso è sensibilmente uniforme sino a 10 kHz.

Volendo estendere l'indagine ad una gamma più estesa di frequenze, occorrerà pertanto ripetere la prova con varie frequenze crescenti.

Anche i fenomeni transitori vengono rivelati dalla prova con onde quadre. La presenza di oscillazioni smorzate derivanti da risonanze a determinate frequenze è chiaramente visibile in fig. 17f), ove si possono anche contare le oscillazioni presenti in un periodo dell'onda quadra.

Moltiplicando tale numero di oscillazioni per la frequenza dell'onda quadra si potrà determinare approssimativamente la frequenza di risonanza.

Anche gli sfasamenti (spostamenti di fase delle alte frequenze rispetto alle basse) possono essere verificati mediante le onde quadre. Le figg. 17g) e 17h) indicano la forma d'onda per un anticipo delle basse sulle alte e per un ritardo delle basse frequenze sulle alte.

Autorizzazione del Tribunale di Milano 16-1-61 - N. 5502 del Registro
Direttore responsabile ALFONSO GIOVENE - Proprietà della Editrice Il Rostro
Distribuzione in abbonamento postale - Gruppo II
Distribuzione STE - Milano

CORSO
TEORICO - PRATICO DI
TELEVISIONE

DISPENSA

N. 34

SOMMARIO

LEZIONE LVII

Misure e controlli su televisori — Allineamento del televisore — Strumenti necessari — Controllo tensioni e resistenze — Allineamento del gruppo RF — Allineamento della FI video — Allineamento della FI audio (discriminatore) — Allineamento della FI video-audio — Taratura del filtro audio del circuito video.

LEZIONE LVIII

Ricerca dei guasti nel televisore — Ricerca sistematica del difetto.

TUTTI I DIRITTI RISERVATI ALLA EDITRICE IL ROSTRO - MILANO

TIPOGRAFIA EDIZIONI TECNICHE - MILANO - VIA BALDO DEGLI UBALDI, 6

LEZIONE LVII

MISURE E CONTROLLI SU TELEVISORI

L'interrogativo principe per chi si accinge ad analizzare un complesso di circuiti quanti se ne presentano in un ricevitore televisivo è questo: da che parte cominciare?

La prassi da seguire cambia non solo secondo il tipo di apparecchiatura, ma anche secondo si tratti di un campione oppure di un apparecchio commerciale, oppure ancora di un ricevitore dilettantistico o, comunque, autocostruito. Questo perchè i collaudi eseguiti anteriormente o durante il montaggio dei singoli pezzi e, talvolta addirittura le tarature e collaudi parziali di completi « panelli » o gruppi di circuiti variano secondo i sistemi industriali impiegati.

Poichè in effetto il teleriparatore si troverà di fronte a ricevitori i più disparati dei quali non conosce a priori il processo costruttivo, se dovrà procedere ad un esame totale farà bene a seguire un metodo di controllo progressivo a partire dall'alimentazione, simile a quello qui descritto.

1) Controllo a freddo consistente nel controllare tutto il sistema di alimentazione, sincerandosi che non ci sono corti circuiti o dispersioni tali da mettere a dura prova il complesso alimentante al momento della accensione.
2) Controllo di tutte le tensioni ad apparecchiatura accesa con inserite solo le valvole di alimentazione allo scopo di controllare che non vi siano tensioni inadatte nei punti tipici; ad es.: tensioni positive sulle griglie delle valvole (salvo casi speciali); mancanza di tensioni positive agli elettrodi caldi; tensioni di alimentazione adatte ai filamenti, ecc.
3) Controllo, a valvole inserite, del gruppo deflessione orizzontale e alimentazione del tubo RC divise come segue:

a) Controllo delle tensioni e delle correnti alimentatrici.

b) Controllo delle frequenze generate e regolare funzionamento delle valvole oscillatrice, amplificatrice di riga, smorzatrice, raddrizzatrice alta tensione, alimentazione del tubo.

c) Controllo oscillografico delle forme d'onda presenti nelle varie parti del circuito.

4) Controllo del gruppo deflessione verticale seguendo lo stesso metodo di rilievo prima delle tensioni e poi oscillografico.

5) Controllo del gruppo amplificatore video, separazione sincronismi e controlli automatici di frequenza limitati per ora alle sole tensioni di alimentazione.

6) Controllo e taratura amplificatore alta, media frequenza e suono.

7) Funzionamento completo del ricevitore con correzioni delle varie parti dei circuiti.

Naturalmente questo sistema di indagine è solo orientativo e può subire varianti o posposizioni; ma il concetto cui è ispirato è quello di analizzare i circuiti, inserendo man mano le rispettive valvole (tranne il caso che siano accese in serie) in modo che durante le prove e misure eseguite con calma in una parte del circuito non avvengano guasti o danni in altre parti come avverrebe se, ad esempio, ci mettessimo a fare la taratura della media frequenza mentre fosse presente una tensione positiva sulla griglia della valvola amplificatrice di riga; a lavoro finito troveremmo completamente esaurita o mal ridotta la valvola in parola. Anche nel caso dell'alimentazione in serie i circuiti da analizzare rimangono nell'ordine gli stessi; in ordine, cioè, di sicurezza.

Cerchiamo, ora, di eseguire dettagliatamente tutte le prove sopra elencate basandoci sullo schema elettrico del televisore provvisto di tutti i valori circuitali forniti dal costruttore. (Vedi fuori testo lo schema elettrico tipico di televisione da 17 pollici.

1) Controllo a freddo

Il fatto che questo controllo presenta il minor rischio non significa che debba essere fatto con leggerezza, anzi se questa verifica è fatta scrupolosamente rimane evitato gran parte dei pericoli che si possono presentare all'apparecchio al momento dell'accensione.

Le letture dei valori di resistenza presentati nei vari punti

vanno eseguite nei due sensi e cioè o verso massa o verso la fonte di alimentazione a seconda si tratti di elettrodi « caldi » cioè alimentati dalla tensione anodica (placche, griglia schermo, ecc.) oppure « freddi » cioè griglie e catodi. Non si dovrà mancare, poi, di eseguire le misure in senso opposto e cioè accertare se gli elettrodi « caldi » hanno perdite verso massa, considerando, però, le alimentazioni a tipo potenziometrico, o se gli elettrodi freddi presentano valori resistivi rispetto l'alimentazione se, cioè, in caso di applicazione di essa si possano presentare, su di essi, tensioni positive che comprometterebbero le valvole interessate.

Questi controlli si presentano piuttosto lunghi e vanno fatti seguendo lo schema e conoscendo i valori impiegati, se si vuol essere certi del risultato. Lo strumento da usarsi non è indispensabile sia elettronico; un « tester » a 20.000 Ω per volt di buona precisione può servire allo scopo.

Durante questa analisi si avrà cura di controllare la continuità e, se si conosce, la resistenza ohmica dei circuiti induttivi per controllarne eventuali interruzioni.

2) Controllo di tutte le tensioni con inserite solo le valvole di alimentazione

Questo controllo è complementare del primo e serve solo a confermarne l'esattezza.

Certo non è sufficiente ad assicurare, poi, il funzionamento dei circuiti poichè questo non dipende solo dalle tensioni di alimentazione; ma anche dalle tensioni non continue presenti nei circuiti; in particolare quelli di deflessione o cambio frequenza. Ad esempio nel circuito di deflessione orizzontale non sarà possibile leggere la tensione di alimentazione sulla valvola V_{20} se non sarà inserita la V_{22} regolarmente accesa.

Altresì sull'anodo 2 del cinescopio non sarà presente alcuna tensione se non oscillerà la valvola V_{19}B o non funzioneranno le successive.

3) Controllo del gruppo deflessione orizzontale a valvole inserite

Riportiamo in fig. 19 un tipico circuito di deflessione orizzontale. Nelle note di servizio del costruttore sono indicate le varie tensioni da leggersi ai piedini delle valvole, nonchè le forme d'onda del segnale in vari punti di prova (« test points »).

I valori di tensione presenti ai piedini delle valvole sono

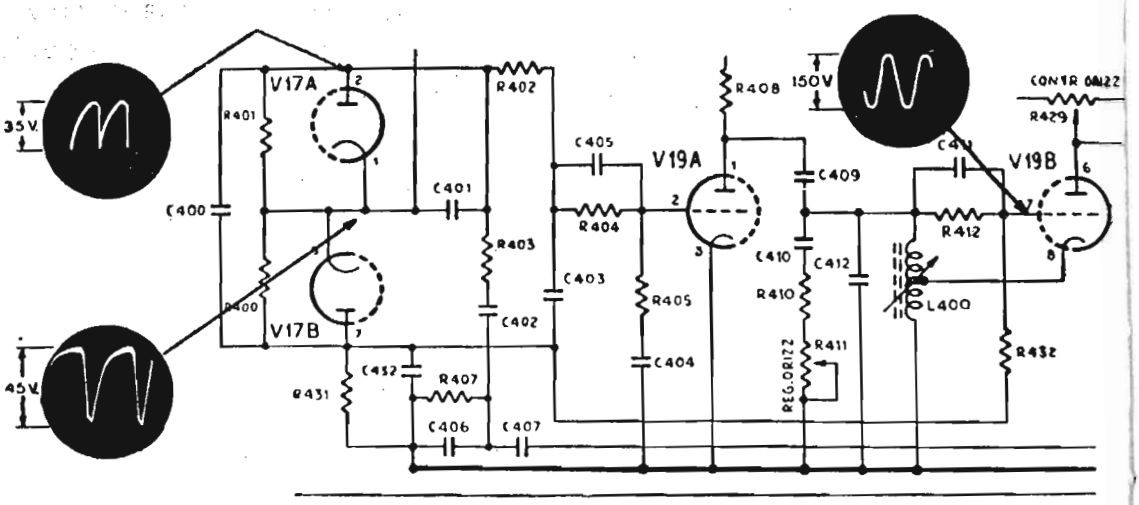


Fig. 19. — Circuito tipico della sezione sincronizzante

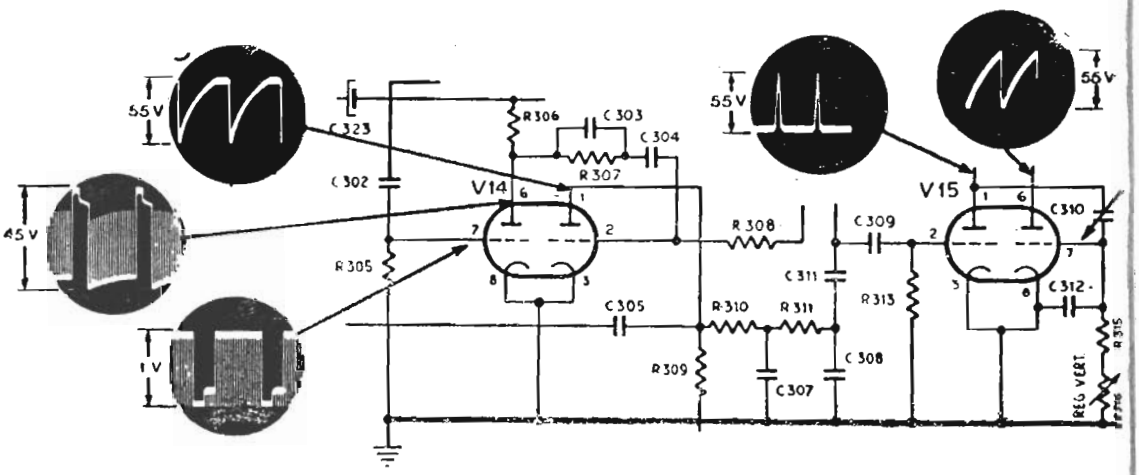


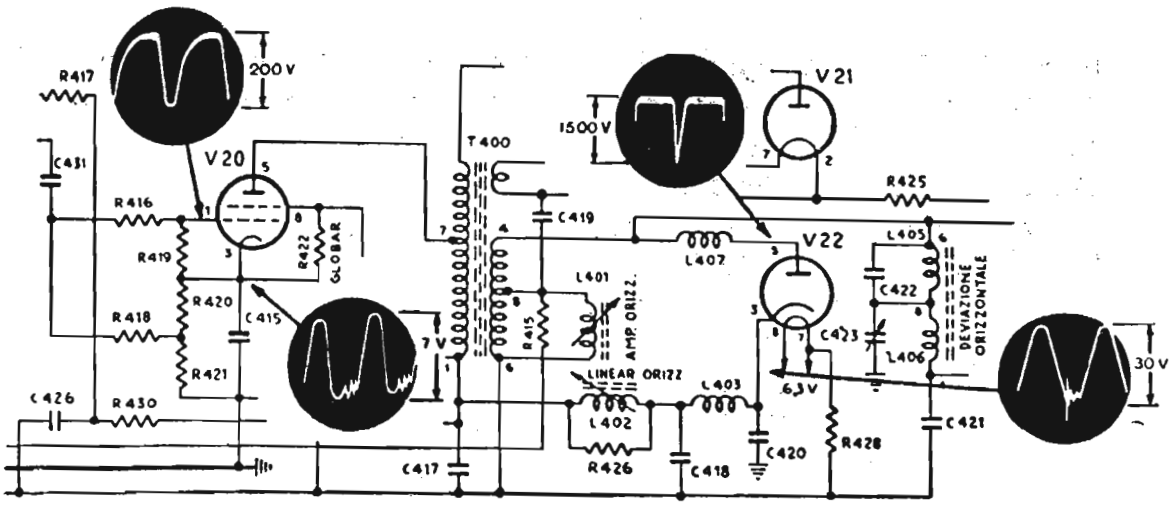
Fig. 20. — Circuito tipico della sezione sincronizzante

diversi a seconda che sia presente o non, un segnale in antenna. Infatti la presenza dell'inviluppo di modulazione e quindi dei segnali di sincronismo sposta non poco le condizioni di lavoro di tutte le valvole provocando cadute e elevazioni di tensioni di alimentazione, correnti di griglia, ecc.

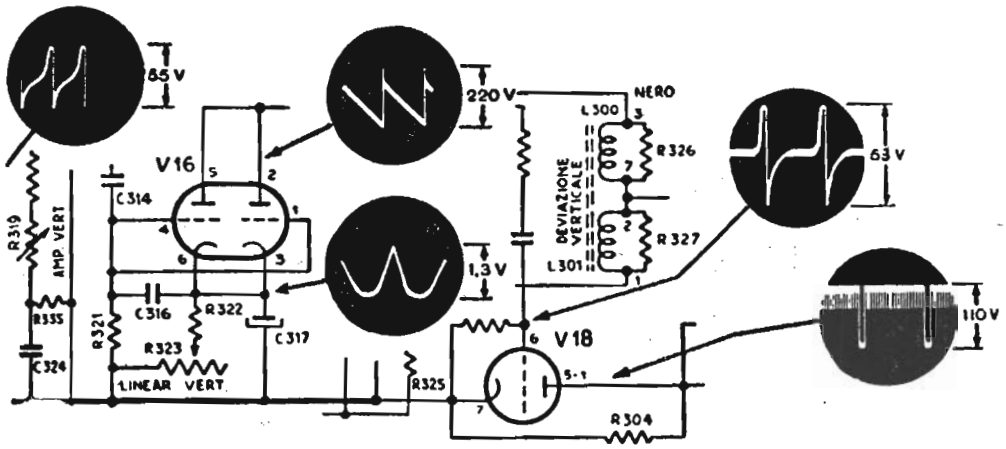
E' indispensabile che la lettura delle tensioni non continue venga fatta con un voltmetro elettronico con alta impedenza di ingresso e lieve capacità come descritto nella lezione 56ª, mentre le tensioni di alimentazione ai vari elettrodi possono essere lette con un « tester » ad almeno 20.000 Ω/V.

Sul televisore acceso i controlli più urgenti da fare sono i seguenti:

A) Controllare che oscilli la valvola oscillatrice di riga (V_{19}B) misurando o il negativo di griglia (— 35 V circa sul pie-



defles sione orizzontale di un televisore moderno.



deflles sione verticale di un televisore moderno.

dino 7) oppure la tensione sinoidale a frequenza di riga (150 V circa).

B) Controllare il negativo di griglia sul piedino 1 della V_{20} (— 15 V circa).

C) Tensione ai piedini 5 e 3 della V_{22} che deve essere più alta sul catodo (piedini 3) di circa 200-250 V.

Se questo controllo è positivo le valvole in parola non corrono nessun rischio e si potrà con maggior calma procedere alle letture della tensione degli altri elettrodi come la griglia schermo della V_{20} (150 V circa), della tensione pulsante sul piedino 5 della V_{22} (1500 V circa) dell'altissima tensione (usado il probe adatto) ecc.

Attenzione: durante tutte le prove eseguite su questo trat-

to di circuito e su quello al paragrafo seguente bisogna tenere il tubo RC con luminosità a zero (potenziometro al minimo) onde non provocare con i puntali interruzioni o falsamenti della altissima tensione che potrebbero danneggiare lo stesso.

D) Dopo le misure di alimentazione e funzionamento sarà bene eseguire un controllo oscillografico delle forme d'onda generate e, a questo scopo, nei punti più salienti dello schemo sono state segnate anche le curve che verranno rilevate sullo schermo dell'oscilloscopio; curve che possono essere indicative anche per altri schemi similari.

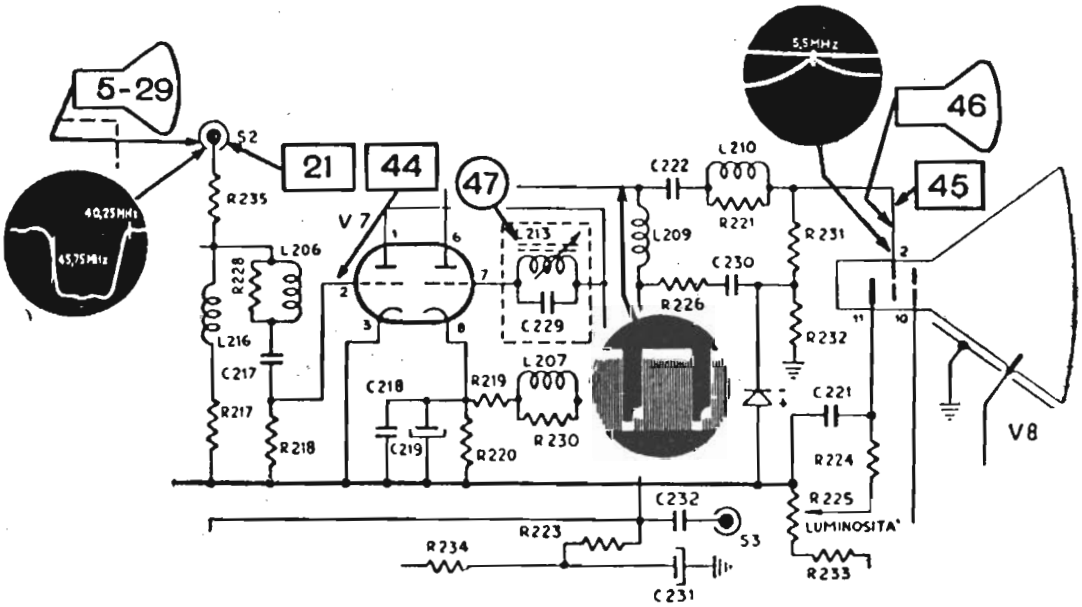


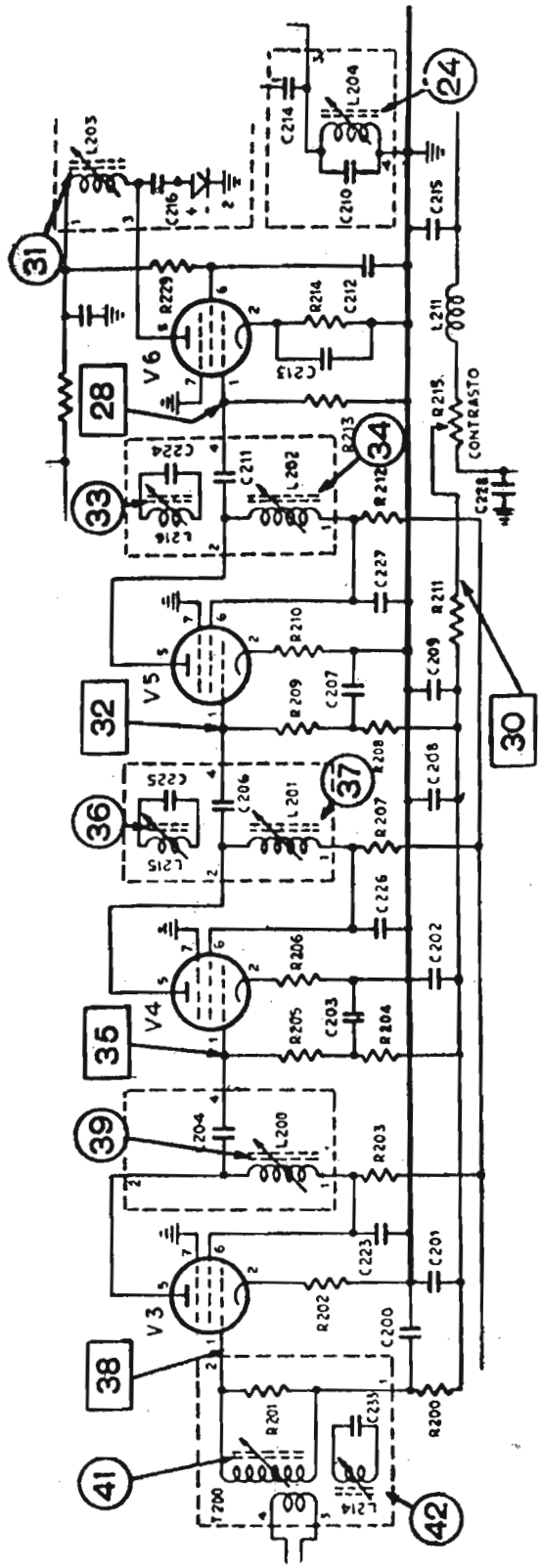
Fig. 21. — Tipo di circuito della sezione amplificatrice a video frequenza di un televisore moderno.

Naturalmente i rilievi oscillografici sulla valvola V_{17} vanno fatti solo in presenza di un segnale in antenna, altrimenti risulteranno diversi da quelli segnati sullo schema.

4) Controllo del gruppo deflessione verticale

Lo schema di fig. 20 dà il circuito tipico di un complesso di deflessione verticale con oscillatore a multivibratore.

Anche durante questi rilievi il tubo catodico deve rimanere spento (cioè con luminosità a zero). I rilievi sulle valvole V_{15}, V_{16} e V_{18} sono da eseguirsi con lo stesso metodo di quelli del gruppo precedente, mentre i rilievi oscillografici sulla valvola V_{14} daranno esito positivo solo se sarà presente un segnale in antenna come nel caso della V_{17}.



A questo punto se tutti i rilievi eseguiti saranno risultati positivi, cioè conformi alle tabelle sia di tensione che oscillografiche, si potrà illuminare il tubo RC e, comparsa la rigatura tipica luminosa, controllare e regolare l'ampiezza verticale e orizzontale del quadro agendo sui comandi adatti che elenchiamo, qui di seguito:

A) *R*429 ottenenedo la massima ampiezza e luminosità possibili.

B) *L*401 ottenendo la massima ampiezza necessaria a coprire il quadro nel senso orizzontale.

C) *C*423 fino ad eliminare eventuale ondulazione delle righe all'inizio (sinistra) del quadro.

D) *R*319 e *R*232 fino ad ottenere la copertura del quadro nel senso verticale nonchè una sufficiente equidistanza tra le righe controllabile a occhio.

A questo punto supponendo che siano già state regolate la focalizzazione del tubo e la trappola jonica per la massima luminosità possibile, nonchè una prima grossolana centratura del quadro, bisogna rimandare le ulteriori regolazioni dopo l'im-

Fig. 22. - Tipo di circuito amplificatore a frequenza intermedia «intercarrier» (con accoppiamento ad impedenza-capacità) di un televisore moderno.

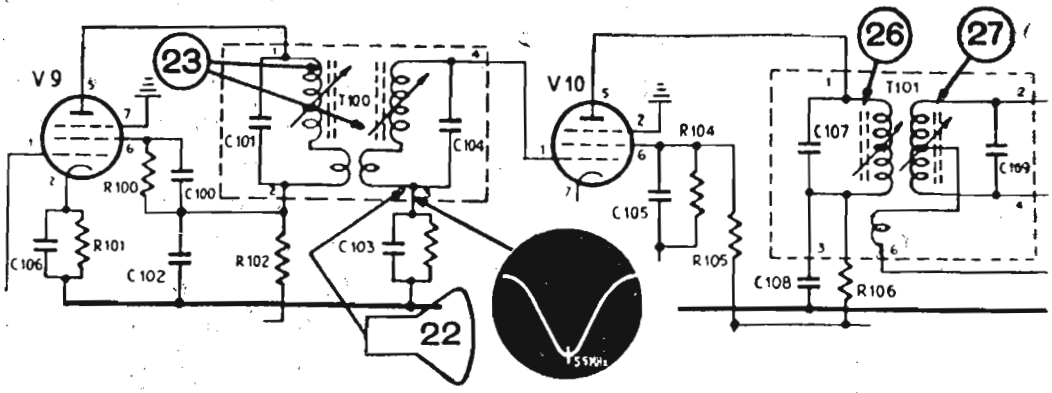


Fig. 23. — Tipo di circuito per la sezione

missione di un segnale in antenna che può essere il monoscopio emesso da una stazione trasmittente oppure barre incrociate costruite elettronicamente dall'adatto strumento descritto nella lezione 56ª. Prima di ciò bisogna però procedere all'analisi e taratura degli altri elementi del circuito del televisore.

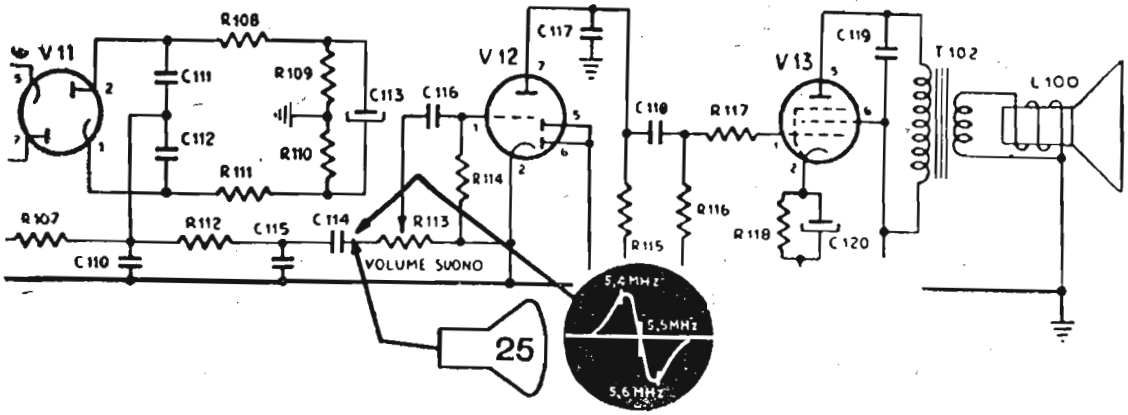
5) Controllo del gruppo amplificatore video, separazione sincronismi e controlli automatici di frequenza

L'analisi di questa parte del ricevitore (vedi schema figura 21) va limitata per ora ai soli rilievi di tensione di alimentazione. Se si vorranno eseguire ora i rilievi oscillografici sulle valvole V_7, V_{14} e V_{17} occorrerà immettere un segnale a video *frequenza* (non cioè alta frequenza modulata, ma solo inviluppo di modulazione) che si potrà ottenere dall'oscillatore di barre traendo il segnale non dalla valvola di alta frequenza, ma da quella modulatrice. Normalmente questi strumenti sono forniti di una uscita sussidiaria dove vengono convogliati i segnali di modulazione a video frequenza e perciò la cosa è senz'altro possibile.

In assenza dello strumento suddetto bisognerà accontentarsi di procedere prima all'analisi ed alla taratura di tutte le altre sezioni del circuito descritte qui di seguito per poi procedere a quanto prima detto in presenza di una trasmissione effettiva.

6) Controllo e taratura dell'amplificatore a radio, media frequenza e suono

Negli schemi di figg. 22, 23 e 24 sono riprodotti i circuiti interessati e, dato che rappresentano, in un certo senso, la par-



audio a 5,5 MHz di un moderno televisore.

te più delicata del ricevitore daremo, per la loro messa a punto maggiori dettagli tenendo presente che questi dettagli pur applicandosi al caso particolare dello schema in esame, si adattano bene al processo di messa a punto di tutti gli schemi similari salvo le frequenze e le forme di risposta dei circuiti parziali che possono subire qualche variazione o posposizione con

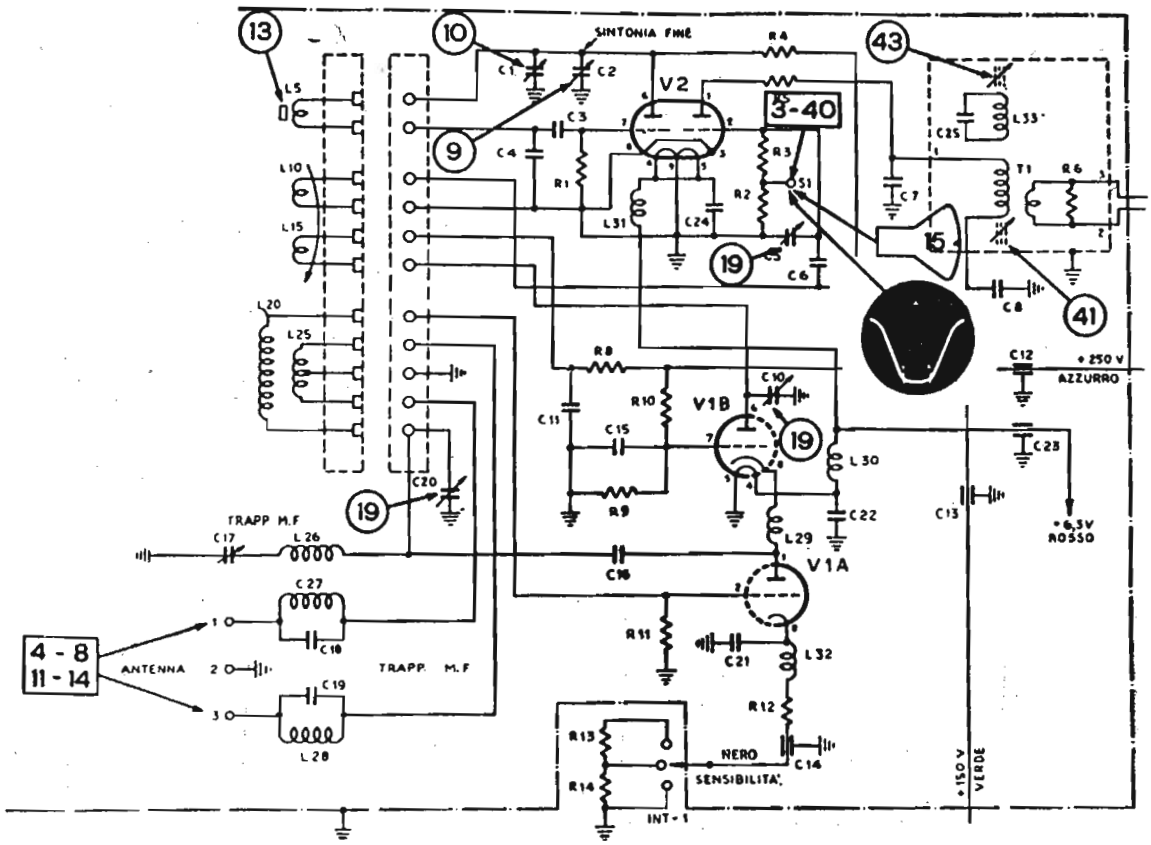


Fig. 24. — Tipo di circuito del gruppo amplificatore ad alta frequenza-conversione (cascode) di un televisore moderno.

risultato, si badi bene, però, totale identico. S'intende con ciò che se anche il metodo di taratura dei singoli stadi e la curva di risposta di ognuno di essi fosse anche leggermente differente da queste, la curva totale del gruppo media frequenza e gruppo alta frequenza e ancor meglio del gruppo audio devono essere se non identiche molto vicine a questa poichè tale caratteristica è comune a tutti i telericevitori

ALLINEAMENTO DEL TELEVISORE

Il procedimento di allineamento utilizza il metodo di « sweep » a curva oscilloscopica direttamente visibile ed è basato sull'uso degli strumenti più sotto elencati. Quando si fa uso di altri tipi di strumenti, le tabelle e le note devono essere interpretate ed adattate alle carattristiche degli strumenti usati.

Le singole operazioni sono numerate progressivamente, con riferimento allo schema circuitale tipico fuori testo.

STRUMENTI NECESSARI

La seguente dotazione di strumenti è indispensabile per effettuare l'allineamento dei circuiti accordati del televisore:

a) *Generatore « sweep »* a radio frequenza con « marker ».
Gamme di frequenza:
5,5 MHz, con larghezza di banda 500 kHz e 2 MHz;
40 ÷ 50 MHz, con larghezza di banda 10 MHz;
50 ÷ 90 e 170 ÷ 220 MHz con larghezza di banda 15 MHz.
Tensione di uscita regolabile, almeno 0,1 V.
Impedenza di uscita: 300 Ω bilanciati verso massa (oppure adattatore esterno).

b) *Generatore « marker »* (se non già conglobato nel generatore « sweep »).
Gamme di frequenza:
5,5 (per taratura FI audio e filtro FI).
45,75 MHz (per taratura FI video).
50 ÷ 90 e 170 ÷ 220 MHz (per canali RF video e audio).
Buona stabilità di frequenza e accurata taratura.

c) *Adattatore di uscita* bilanciato da 300 Ω (fig. 26); non è necessario se il generatore « sweep » usato è già provvisto di uscita bilanciata a 300 Ω.

d) *Oscilloscopio* con banda passante di circa 1 MHz. Lo strumento deve avere buona sensibilità, schermo di almeno 100

mm di diametro, buona risposta di frequenza su larga banda nei circuiti di deflessione verticale.

e) *Voltmetro a valvola* di buona costruzione.

f) *Batteria* di polarizzazione 3V c.c.

g) *Analizzatore* per corrente alternata e corrente continua, avente resistenza interna di 20 kΩ/V.

h) Circuito rivelatore per taratura del filtro audio (fig. 43).

i) Giraviti isolati, larghezza taglio 3 mm (per la regolazione dei nuclei di sintonizzazione in ferrite).

CONTROLLO TENSIONI E RESISTENZE

1 - Tensioni alle valvole, senza segnale in antenna

Strumento da usare: analizzatore a c.c., avente resistenza interna di 20 kΩ/V.

Lettura effettuata fra i piedini delle valvole e massa. Tolleranza di lettura: ± 20%.

Tensione di alimentazione: valore nominale ± 2%:

— Luminosità *R*225 - Frequenza orizzontale *R* 411 - Frequenza verticale *R*316 - Volume *R*113: tutti ruotati a sinistra (senso antiorario).

— Contrasto *R*215 - Ampiezza verticale *R*319 - Linearità orizzontale *R*429 - Linearità verticale *R*323 - Fuoco *R*501: tutti ruotati a destra (senso orario).

— Ampiezza orizzontale *L*401: tutto in fuori.

— Linearità orizzontale *L*402: tutto in dentro.

2 - Tensioni alle valvole, con segnale in antenna

Strumento da usare: analizzatore a c.c., avente resistenza interna di 20 kΩ/V.

Lettura effettuata fra i piedini delle valvole e massa. Tolleranza di lettura: ± 20%.

Tensione di alimentazione: valore nominale ± 2%.

Posizione dei comandi: regolati per la condizione di funzionamento normale.

Il segnale di entrata in antenna deve avere un livello utile per una uscita di 1 V fra picco e picco misurato con l'oscillografo tra la sonda *S*2 e massa.

ALLINEAMENTO GRUPPO RADIO FREQUENZA

L'allineamento del gruppo RF si effettua agevolmente lasciando il gruppo stesso montato sul telaio. Procedere eseguendo le seguenti operazioni:

1 - Controllo delle tensioni

1) Accendere il ricevitore e gli strumenti e attendere circa 15 minuti primi, cosicchè essi possano raggiungere la temperatura di regime.

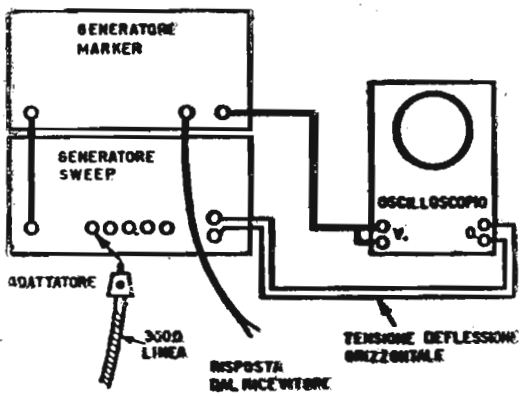
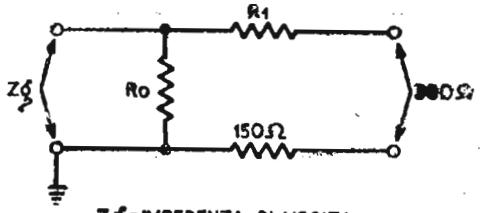


Fig. 25. — Schema dei collegamenti dei vari strumenti di misura per il rilievo di curve oscilloscopiche guadagno-frequenza.



Zg = IMPEDENZA DI USCITA DEL GENERATORE

Zg Ω	Ro Ω	R1 Ω
50	56	120
72	82	110
92	110	100

Fig. 26. — Attenuatore - adattatore per misure su televisori.

2) Verificare le seguenti tensioni di alimentazione:

$+ B1 = + 250$ V c.c.
$+ B2 = + 150$ V c.c.
$Vf = 6{,}3$ V c.a.

2 - Controllo dell'oscillatore

3) Inserire il voltmetro a valvola per c.c. tra la sonda *S1* e la massa. Per ogni canale, la tensione misurata deve essere compresa fra 1,4 e 2 V c.c.

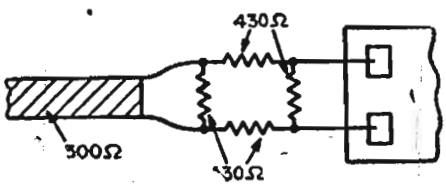


Fig. 27. — Attenuatore resistivo di antenna per misure su televisori.

3 - Taratura dell'oscillatore

4) Collegare l'uscita del generatore « sweep » RF (gamma 170 ÷ 220 MHz) all'adattatore bilanciato da 300 Ω, ed inserire quest'ultimo ai terminali « antenna » del gruppo

(fig. 25) dopo averne dissaldato la piattina o il cavetto proveniente dalla presa di antenna.
E' opportuno accoppiare il generatore « sweep » ai terminali di antenna del gruppo sintonizzatore, facendo uso di un adattatore (fig. 26) e di un pezzo di linea da 300 Ω della lunghezza di circa un metro, per adattare correttamente l'impedenza del ricevitore.
Se la forma della curva di risposta cambia quando si stringe in mano la linea di trasmissione a 300 Ω, bisogna inserire una cellula resistiva sui terminali di antenna del gruppo sintonizzatore (fig. 27).

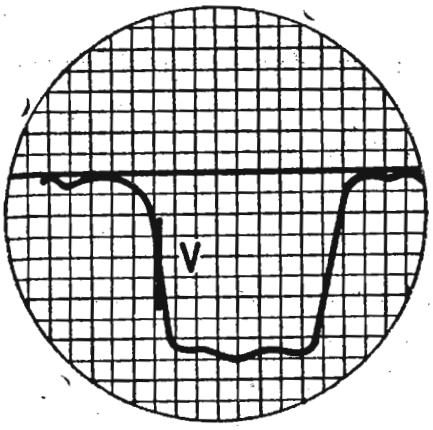


Fig. 28. — Curva di allineamento a RF (operazione 10).

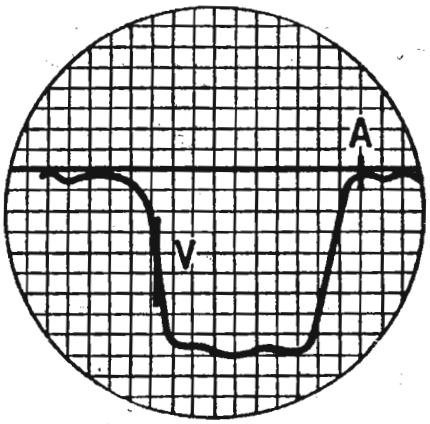


Fig. 29. — Curva di allineamento a RF (operazione 11).

TARATURA DELL'OSCILLATORE

Canale	Punto collegamento dell'oscilloscopio	Punto di collegamento del generatore sweep	Frequenza del marker Secondo i dati del costruttore Esempio:	Operazioni da effettuare	N. di riferimento al testo e schema
5°	Tra i punti di congiunzione L201 - L202 - C211 - R206 e massa	Ai terminali di antenna del gruppo RF	Video: 210,25 MHz Audio: 215,75 MHz	Portare a metà corsa il condensatore C2	9
				Regolare il compensatore C1	10
4°			Video: 201,25 MHz Audio: 206,75 MHz	Regolare il nucleo di L4	13
3°				Regolare il nucleo di L3	13
2°			Video: 82,25 MHz Audio: 87,75 MHz	Regolare il nucleo di L2	13
1°			Video: 62,25 MHz Audio: 67,75 MHz	Regolare il nucleo di L1	13

In molti casi, stringendo in mano la linea di trasmissione a 300 Ω, la curva di risposta diminuirà di ampiezza mentre la sua forma rimarrà invariata.

5) Collegare l'oscillografo tra la sonda *S2*, all'uscita del rivelatore video e la massa.
6) Portare il commutatore canali sulla posizione corrispondente al 5° canale.
7) Sintonizzare il generatore sulla frequenza corrispondente al 5° canale.
8) Inserire il « marker » corrispondente alla frequenza della portante video del generatore, escludendo il « marker » audio.
9) Portare a metà corsa il condensatore *C2* di sintonia fine. Fare attenzione che durante le operazioni di allineamento, il citato comando non venga inavvertitamente spostato.
10) Regolare il compensatore *C1* in modo da portare il segnale del marker « V » (portante video) al 50% dell'ampiezza della curva di risposta, dal lato frequenza alta del generatore (fig. 28).
11) Inserire il marker « A » corrispondente alla frequenza della portante audio e verificare che lo stesso coincida con l'avvallamento della curva, dal lato opposto (fig. 29).
12) Portare il commutatore sulla posizione corrispondente al 4° canale e sintonizzare nuovamente il generatore.
13) Regolare il nucleo della bobina oscillatore *L4*, fino ad ottenere la posizione del « marker » descritta sopra.
Ripetere le manovre e le regolazioni per i successivi canali, commutando la gamma del generatore « sweep » nella posizione corrispondente a ciascun canale.

4 - Allineamento del circuito intervalvolare

14) Collegare l'uscita del generatore « sweep » RF (gamma 170 ÷ 220 MHz) all'adattatore bilanciato da 300 Ω, ed inserire quest'ultimo ai terminali d'antenna del gruppo, dopo aver dissaldato la piattina o il cavetto proveniente dalla presa di antenna.
15) Collegare l'oscillografo tra la sonda *S1* e la massa.
16) Portare il commutatore canali nella posizione corrispondente al 5° canale.
17) Sintonizzare il generatore sulla frequenza corrispondente al 5° canale.
18) Inserire i « marker » corrispondenti rispettivamente alla frequenza video e alla frequenza audio.

19) Regolare il compensatore di placca *C10*, il compensatore di griglia *C5* e il compensatore di antenna *C20*, fino ad ottenere sull'oscillografo la curva prescritta (fig. 30).

20) Commutare successivamente nell'ordine, i canali 4, 3,

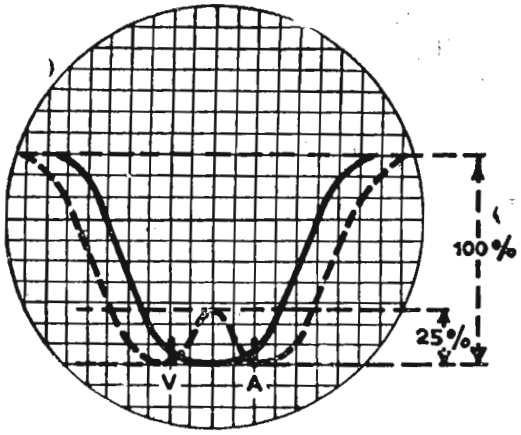


Fig. 30. — Curva di allineamento a RF (operazione 19).

ALLINEAMENTO DEI CIRCUITI RF (fig. 24)

Canale	Punto di collegamento dell'oscilloscopio	Punto di collegamento del generatore sweep	Frequenza del marker Secondo i dati del costruttore Esempio:	Operazioni da effettuare	N. di riferimento al testo e schema
5°	Tra la sonda S1 e la massa	Ai terminali di antenna del gruppo RF	Video: 210,25 MHz Audio: 215,75 MHz	Regolare il compensatore C10 Regolare il compensatore C5 Regolare il compensatore C20	19
4°			Video: 201,25 MHz Audio: 206,75 MHz	Verificare le forme d'onda all'oscilloscopio.	20
3°			Video: 175,25 MHz Audio: 180,75 MHz		
2°			Video: 82,25 MHz Audio: 87,75 MHz		
1°			Video: 62,25 MHz Audio: 67,75 MHz		

Nota - Le misure devono essere eseguite con oscilloscopio a massima amplificazione e quindi con segnali del generatore « sweep » molto deboli, in modo da evitare che la taratura risulti falsata da circuiti in sovraccarico.

2, 1, controllando che per ogni canale la curva sull'oscillografo sia quella prescritta.

La fig. 30 rappresenta, a tratto pieno, la curva ideale che si dovrebbe ottenere all'oscilloscopio. Poichè questa curva non si potrà ottenere per tutti i canali, è concesso un allargamento della banda come è rappresentato dalla curva tratteggiata della stessa figura ed una dissimmetria di cui le figg. 31 e 32 mostrano gli estremi tollerabili.

L'allineamento potrà considerarsi soddisfacente quando

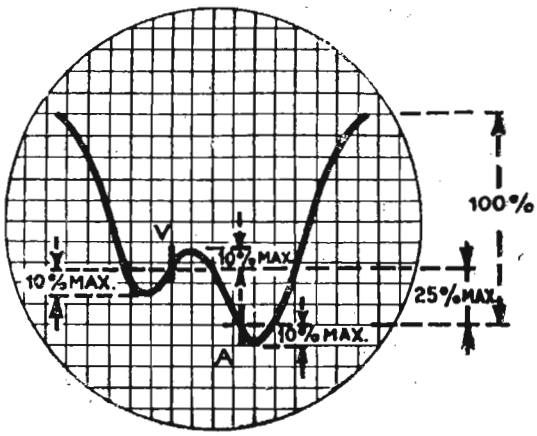


Fig. 31. — Curva limite di allineamento a RF.

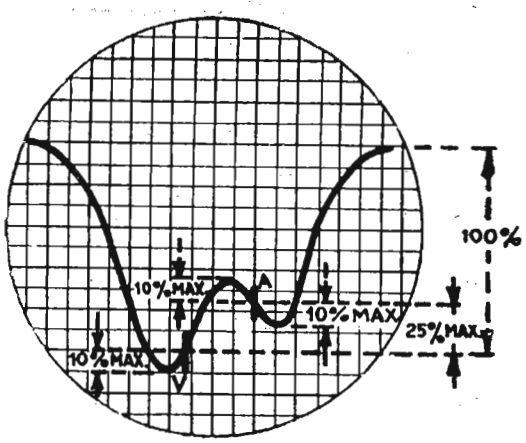


Fig. 32. — Curva limite di allineamento a RF.

ALLINEAMENTO DELLA FI VIDEO-AUDIO (fig. 22)

Punto di collegamento dell'oscilloscopio	Punto di collegamento del generatore sweep	Frequenze del marker vedi figura	Operazioni da effettuare	N. di riferimento al testo
Tra la sonda **S2** (fig. 21) e la massa.	Sulla griglia controllo della valvola **V6** (piedino 1).	36	Staccare **R211** dal potenziometro **R215** e collegare a **R211** il polo negativo di una batteria a 3 V. Collegare a massa il polo positivo della batteria stessa.	30
			Regolare il nucleo di **L203**	31
	Sulla griglia controllo della valvola **V5** (piedino 1).	37	Regolare il nucleo di **L216**	33
		37	Regolare il nucleo di **L202**	34
	Sulla griglia controllo della valvola **V4** (piedino 1).	38	Regolare il nucleo di **L215**	36
		38	Regolare il nucleo di **L201**	37
	Sulla griglia controllo della valvola **V3** (piedino 1).	39	Regolare il nucleo di **L200**	39
	Sulla sonda **S1** del gruppo RF.	40	Regolare il nucleo di **T1** e il nucleo di **T200**	41
		40	Regolare il nucleo di **L214**	42
		40	Regolare il nucleo di **L33**	43

nessun « marker » risulti inferiore del 25% rispetto agli altri, l'avvallamento non risulti superiore del 10% e la curva, da una parte e dall'altra di ciascun « marker », non salga oltre il 10% rispetto al proprio « marker ». Inoltre i « marker » audio e video devono essere disposti simmetricamente da una parte e dall'altra della frequenza centrale della curva di risposta.

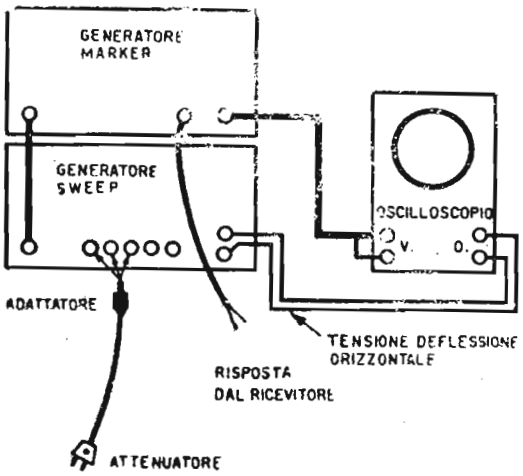


Fig. 33. — Collegamento degli strumenti di misura pel rilievo di curve oscilloscopiche sulla media frequenza.

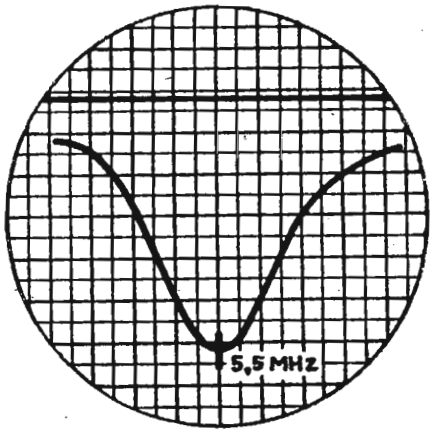


Fig. 34. — Curva di allineamento FI audio.

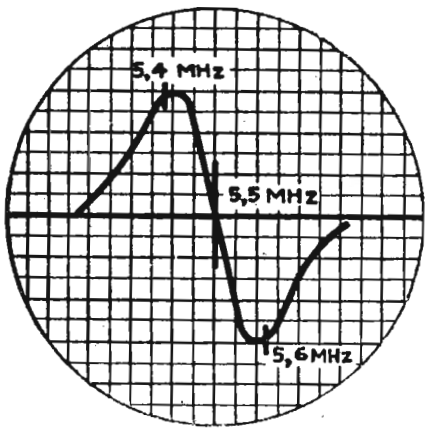


Fig. 35. — Curva del discriminatore audio.

1 - Allineamento della media frequenza audio e del discriminatore audio

21) Inserire l'uscita del generatore « sweep » (gamma 5,5 MHz) con « marker » a 5,5 MHz, tra la sonda *S*2 e la massa.
22) Collegare l'entrata dell'oscilloscopio fra il lato caldo di *R*103 e la massa.
23) Regolare i due nuclei di *T*100 fino a portare la curva oscillografica alla massima ampiezza e con segnale del marker centrato sulla cuspide della curva (fig. 34).
24) Regolare il nucleo di *L*204 dal lato superiore del telaio come sopra.

ALLINEAMENTO DELLA FI AUDIO-DISCRIMINATORE (fig. 23)

Punto di collegamento dell' oscilloscopio	Punto di collegamento del generaratore sweep	Frequenza del marker	Operazioni da effettuare a seconda del tipo di televisore Esempio:	N. di riferimento al testo e schema
Tra il lato caldo di R103 e massa			Regolare i due nuclei di T100	23
			Regolare il nucleo di L204	24
Ai due capi del potenziometro R113, completamente ruotato in senso antiorario.	Sonda S2 e massa.	5,5 MHz	Regolare il nucleo primario di T101	26
			Regolare il nucleo secondario di T101	27

25) Ruotare completamente in senso antiorario il potenziometro « Volume » *R*113; collegare l'entrata dell'oscillografo ai capi estremi del potenziometro stesso.

26) Regolare il nucleo primario di *T*101, dal lato inferiore del telaio fino ad ottenere la massima ampiezza della curva visibile sull'oscilloscopio (fig. 35).

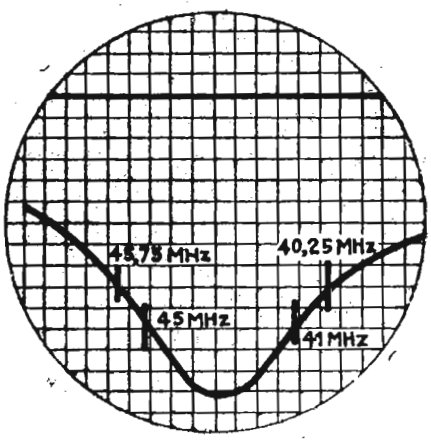


Fig. 36. — Curva di allineamento FI video (1ª fase).

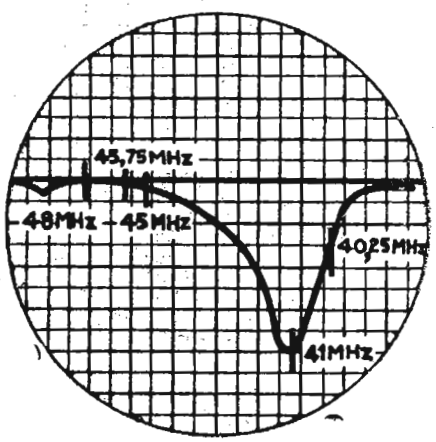


Fig. 37. — Curva di allineamento FI video (2ª fase).

27) Regolare il nucleo secondario di *T*101, dal lato superiore del telaio fino ad ottenere sulla curva la migliore simmetria e centratura del segnale « marker » (fig. 35).

2 - Allineamento della media frequenza video (40 ÷ 50 MHz)

28) Collegare l'uscita del generatore « sweep » (gamma opportuna) alla griglia controllo (piedino 1) della valvola *V*6 (fig. 33).

29) Collegare l'entrata dell'oscilloscopio fra la sonda *S*2 e la massa.

30) Dissaldare *R*211 dal potenziometro *R*215; collegare a *R*211 il filo negativo di una batteria da 3 V; collegare a massa il polo positivo della stessa batteria.

31) Regolare il nucleo di *L*203 fino ad ottenere una curva avente la posizione dei « marker » e la forma come da figura 36.

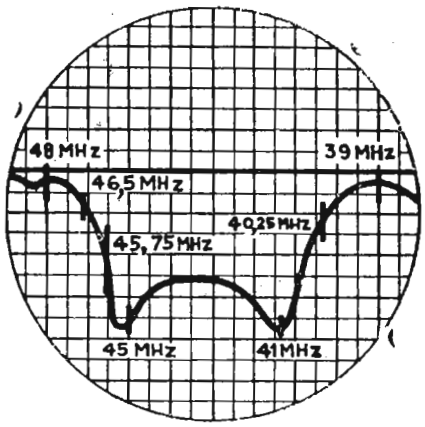


Fig. 38. — Curva di allineamento FI audio-video.

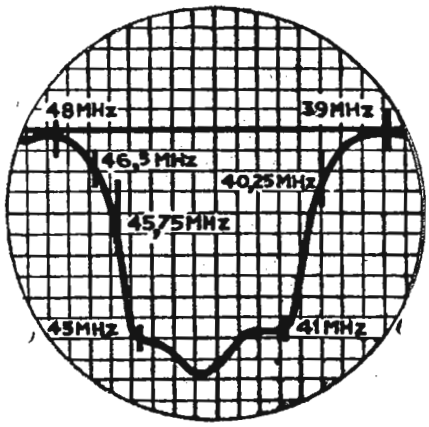


Fig. 39. — Curva di allineamento FI audio-video.

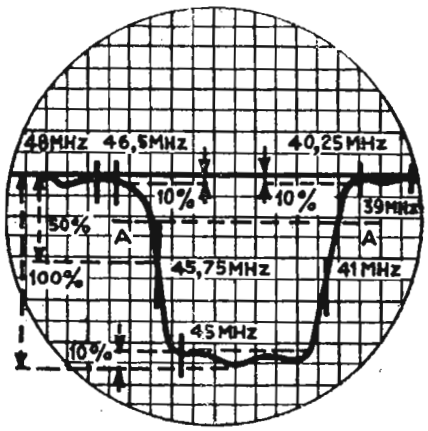


Fig. 40. — Curva di allineamento FI audio-video.

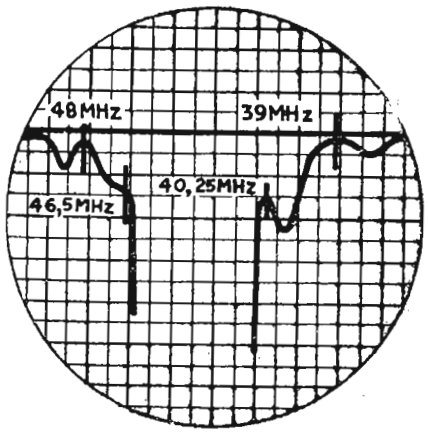


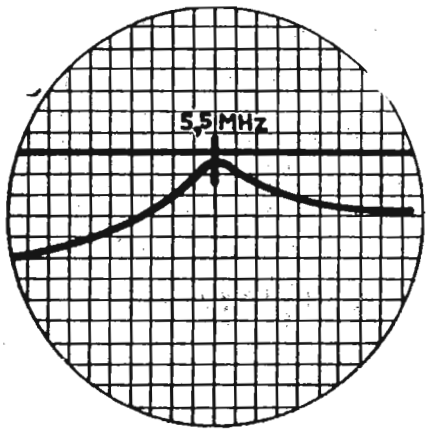
Fig. 41. — Dettaglio della posizione dei « markers » sulla curva di allineamento definitiva video-audio.

32) Collegare l'uscita del generatore « sweep » alla griglia controllo (piedino 1) della valvola *V*5.

33) Regolare il nucleo del circuito trappola *L*216, dalla parte superiore del telaio, fino a far coincidere il punto di assorbimento del filtro al « marker » a 48 MHz, come da fig. 37.

34) Regolare il nucleo di *L*202, della parte inferiore del telaio, per la massima ampiezza della curva e la giusta posizione del « marker » come da fig. 37.

35) Collegare l'uscita del generatore alla griglia controllo (piedino 1) della valvola *V*4.
36) Regolare il nucleo del circuito trappola *L*215, dalla parte superiore del telaio, fino ad ottenere un assorbimento del filtro in corrispondenza del « marker » a 39 MHz (fig. 38).
37) Regolare il nucleo di *L*201, dalla parte inferiore del telaio, fino ad ottenere l'oscillogramma con le due cuspidi coincidenti con i due « marker » a 41 MHz e 45 MHz, come dalla figura 38.



38) Collegare il generatore « sweep » alla griglia controllo (piedino 1) della valvola *V*3.
39) Regolare il nucleo di *L*200 fino ad ottenere una curva come in fig. 39.

Fig. 42. — Curva del filtro audio a 5,5 MHz.

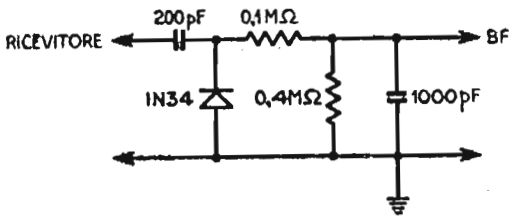


Fig. 43. — « Probe » con raddrizzatore per misure oscilloscopiche.

40) Collegare l'uscita del generatore « sweep » alla sonda *S*1 (fig. 24) del gruppo ad alta frequenza.
41) Regolare il nucleo di *T*1 e il nucleo di *T*200, dal lato inferiore del telaio, fino ad ottenere una curva come in fig. 40.
42) Regolare il nucleo del filtro *L*214, dal lato superiore del telaio, fino a far coincidere il punto di assorbimento col « marker » a 46,5 MHz (figg. 40 e 41).
43) Regolare il nucleo del filtro *L*33, sul gruppo radio frequenza, fino a far coincidere l'assorbimento col « marker » a 40,25 MHz (figg. 40 e 41).

ALLINEAMENTO DELLA FI VIDEO-AUDIO

1 - Taratura del filtro audio del circuito video (L213)

44) Collegare l'uscita del generatore « sweep » (gamma 5,5

TARATURA DEL FITRO AUDIO DEL CIRCUITO VIDEO (L 213)

Punto di collegamento dell' oscilloscopio	Punto di collegamento del generatore sweep	Frequenza del marker	Operazioni da effettuare	N. di riferimento al testo
Ai morsetti di uscita del circuito rivelatore (fig. 41)	Sulla griglia controllo della valvola V7 (piedino 2).	5,5 MHz	Collegare il circuito rivelatore alla griglia 2 di V8	45
			Regolare il nucleo di L213	47

MHz) con « marker » da 5,5 MHz alla griglia controllo (piedino 2) della valvola *V7*.

45) Collegare il circuito rivelatore, realizzato come in fig. 43, al piedino 2 del cinescopio *V8* (griglia di controllo).

46) Collegare l'entrata dell'oscillografo ai morsetti d'uscita di detto rivelatore.

47) Regolare il nucleo di *L213* fino a far coincidere l'avvallamento della curva oscillografica col segnale del « marker » 5,5 MHz (fig. 42).

7) Funzionamento completo del ricevitore con correzione delle varie parti dei circuiti

E' pacifico che la prova di funzionamento completa e la relativa verifica o correzione dei circuiti man mano riesaminati è molto simile ad una ricerca di guasti; infatti è rarissimo il caso che, nonostante tutti i controlli e le misure finora eseguite, un telericevitore funzioni immediatamente in modo così perfetto da non richiedere nessuna ulteriore messa a punto o ritocco.

Elenchiamo qui di seguito, quindi, dividendoli per gruppi, i principali difetti che si possono verificare al momento della prova nonostante si siano eseguite a puntino tutte le indicazioni precedenti. Questa ultima meticolosa messa a punto che, come sempre, vale anche per circuiti similari, rispecchia la prassi da seguire, poi, nel caso della ricerca di guasti di televisori dei quali si sia sicuri del loro precedente corretto funzionamento.

LEZIONE LVIII

LA RICERCA DEI GUASTI NEL TELEVISORE

Dall'osservazione del funzionamento di un televisore, il tecnico specialista deve saper individuare o meglio localizzare l'inconveniente in una determinata parte dell'intero circuito. Prove sistematiche successive in quella parte di circuito permettono di individuare in un secondo tempo l'organo o gli organi difettosi.

Occorre comunque operare sempre con metodo e raziocinio facendo tesoro di tutto il vasto corredo di nozioni via via assimilato nel corso delle lezioni precedenti.

Con le idee chiare in mente circa il funzionamento del ricevitore televisivo e con lo schema circuitale dell'apparecchio sott'occhio non sarà difficile rilevando i sintomi di irregolarità di funzionamento (con l'aiuto della guida sistematica che segue) localizzare il guasto.

Naturalmente tutte le considerazioni qui appresso esposte sono fatte sullo schema generico di televisore qui unito fuori testo che però si avvicina molto alla maggior parte dei televisori oggi in uso.

Trattasi infatti di un circuito di tipo « intercarrier » provvisto di gruppo in alta frequenza, seguito da un'acconcia sezione a media frequenza.

E' provvisto di controllo automatico di sensibilità (C.A.S.) e di controllo automatico di frequenza e fase (C.A.F.F) dello oscillatore orizzontale.

E' evidente che ogni televisore di una determinata marca possiede proprie particolarità circuitali facilmente rilevabili dallo schemario dei principali televisori nazionali ed esteri.

Non sarà però difficile, riferendosi allo schema generico qui annesso, riportarsi all'effettivo dettaglio circuitale di un determinato televisore del quale si ricerca il guasto.

RICERCA SISTEMATICA DEL DIFETTO

Nella maggior parte dei casi si può localizzare un difetto osservando l'immagine di prova (monoscopio) in presenza o non del suono.

In generale, per prima cosa, deve essere controllata la valvola del circuito difettoso, perchè questa verifica non porta via molto tempo e la probabilità di inconvenienti è molto maggiore nelle valvole più che nelle altre parti del circuito.

Quando si sostituiscono le valvole nei circuiti RF o FI, la valvola nuova deve essere applicata allo zoccolo solo se si è verificato che questo è in ordine. Bisogna sempre assicurarsi che tutti gli zoccoli e le valvole facciano buon contatto. In alcuni casi bisognerà pulire i piedini delle valvole per eliminare i contatti incerti; occorre curare anche il buon contatto degli schermi esterni.

Occorre naturalmente essere in possesso delle Note di Servizio della Casa costruttrice del televisore onde controllare le varie tensioni ai piedini delle valvole e nei punti singolari del circuito, come è stato già accennato nella precedente lezione.

Con l'uso degli strumenti per l'allineamento si individuano gli stadii difettosi RF e FI video o audio, controllando la curva di risposta come nel caso di esecuzione dell'allineamento.

Prima di procedere all'allineamento degli stadi RF e FI, il che è sempre una operazione lunga e delicata, occorre controllare le condizioni dei vari organi dell'intero apparecchio e in particolare le valvole.

Spesso soltanto la diminuita efficienza delle valvole, o di altri organi come condensatori e resistenze, o variazioni nelle rispettive tensioni di alimentazione, sono la causa di difetti nell'immagine.

In caso di sostituzione di organi, poichè le frequenze in gioco in un ricevitore televisivo sono relativamente alte, è necessario che tutte le parti componenti vengano poste esattamente nella stessa posizione che esse occupavano quando fu eseguito il cablaggio in fabbrica. Tutti i fili devono essere più corti che sia possibile e quando si fa qualche sostituzione di parti si devono usare i componenti prescritti. Le connessioni fra le parti sono di solito critiche per quanto riguarda la loro posizione verso lo chassis o la vicinanza di altre parti.

L'analisi sistematica per la ricerca dei difetti, che qui segue, si riferisce alle varie sezioni funzionali del circuito tipico di un televisore riprodotto nella tavola fuori testo.

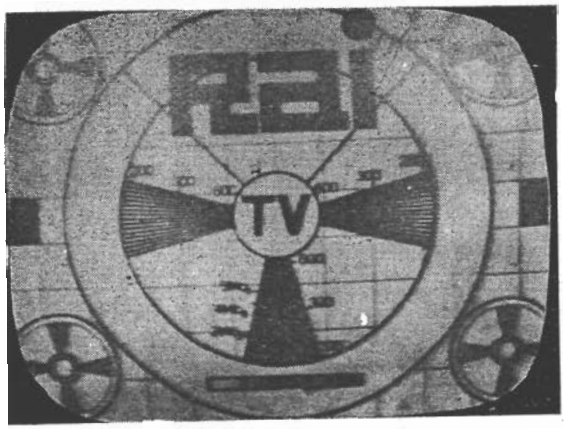


Fig. 44. — Mancanza di dettaglio.

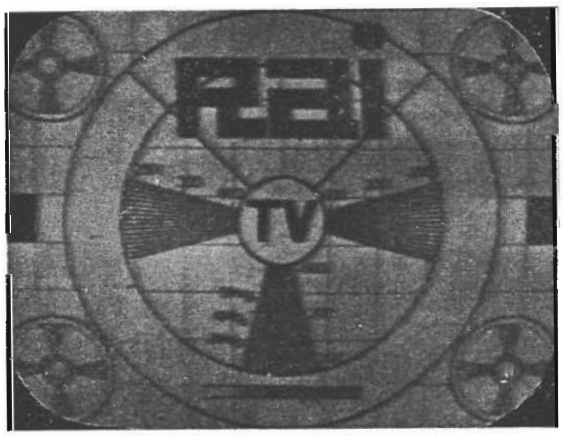


Fig. 45. — Strascico a destra dei neri e bianchi.

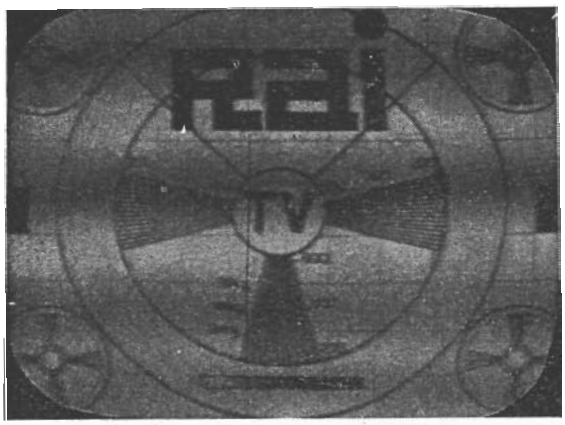


Fig. 46. — Suono nell'immagine.

SEZIONI RADIO FREQUENZA E MEDIA FREQUENZA.

A) **Nessuna immagine, nessun suono, quadro normalmente illuminato.**
1) Controllare i circuiti accordati a RF di **V1**.
2) Controllare se l'oscillatore locale **V2** funziona regolarmente.
3) Controllare il commutatore d'onda (tamburo rotante).
4) Controllare i circuiti amplificatori FI video di **V3**, **V4**, **V5**, **V6**.
5) Controllare il rivelatore a cristallo **RD200**.

B) **Neve sull'immagine (segnale debole).**
1) Aperto il circuito d'ingresso.
2) Impianto d'antenna o linea di trasmissione difettosi.
3) Orientamento della antenna non giusto.
4) Campo o sensibilità insufficiente.

C) **Mancanza di dettaglio (fuoco soddisfacente)** (fig. 44).
1) Cattivo allineamento della FI video.
2) Cattivo allineamento dell'amplificatore RF.
3) Disadattamento di impedenza ai terminali d'aereo del ricevitore.
4) Sovraccarico degli stadi a RF.

D) **Ondulazioni sul fondo dell'immagine; strascico sull'immagine; suono normale** (fig. 45).
1) Cattivo allineamento degli amplificatori RF o FI.
2) Sintonia non accurata.

E) **Sbarre di suono sull'immagine (barre nere orizzontali).**
1) Regolare la sintonia fine **C2**.
2) Valvole microfoniche o cinescopio difettoso.
3) Cattiva taratura del circuito trappola **T200**.
4) Ondulazioni stazionarie: regolare **C423** per la migliore immagine (fig. 46).

SEZIONE AMPLIFICATORE VIDEO

A) **Nessuna immagine, suono sod-**

disfacente, quadro soddisfacente

1) Bobine di correzione **L209**, **L210** interrotte.
2) Condensatori **C219**, **C217** in corto circuito.
3) Condensatore **C222** interrotto.
4) Resistenza **R222** interrotta.
5) Corto circuito fra i piedini 2 e 11 del cinescopio **V8**.

B) **Cattiva risposta alla basse frequenze (strascico bianco)** (figura 47).

1) **R219**, **R222**, **R217**di basso valore ohmico.
2) **C222** di bassa capacità.

C) **Mancanza di dettaglio della immagine, fuoco soddisfacente (tracciato del disegno con contorni sfumati).**

1) Bobine di correzione **L206**, **L210**, **L209** in corto circuito.
2) Bobine di correzione **L206**, **L210** interrotte.
3) Resistenza troppo alta di **R222**, **R217**.

SEZIONE SINCRONISMO

A) **Mancanza di sincronismo verticale, sincronismo orizzontale soddisfacente** (fig. 48).

1) Controllare la forma d'onda dell'ingresso sincronismo **V15** (piedino 2).
2) Controllare **C311**, **C308**, **R310**, **R311**, per perdite o corto circuito.
3) Controllare **C312**, **R315**, **R316**.
4) Controllare l'isolamento di **C310**.

B) **Scarso sincronismo verticale, sincronismo orizzontale e immagini normali.**

1) Basso isolamento o capacità scarsa di **C311**.
2) Perdite o capacità errata di **C308**, **C307**.
3) Controllare se difettosi o di valore errato gli elementi che determinano la frequenza dell'oscillatore: **C312**, **R315**, **R316**.

C) **Sincronismo verticale ed orizzontale scarso o mancante, segnali di immagine presente e suono normale** (fig. 49).

1) Controllare la giusta forma

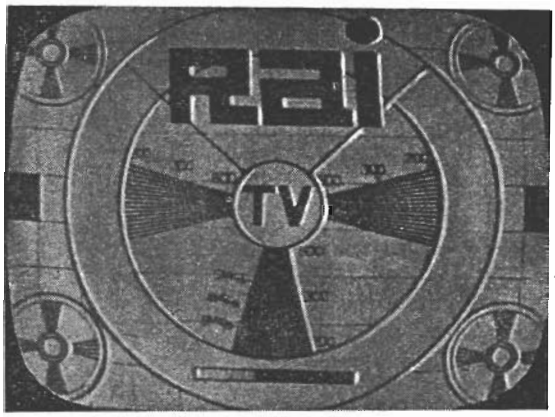


Fig. 47. — Strascico bianco (mancanza di basse frequenze).

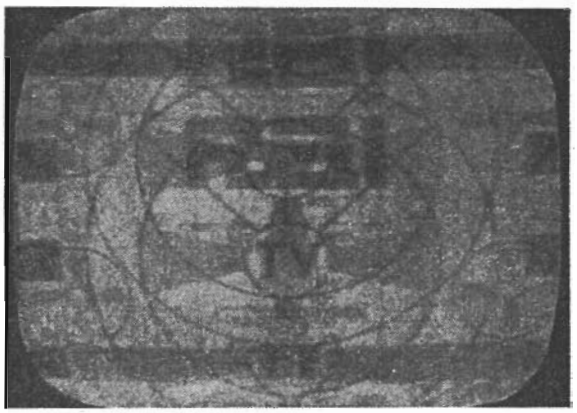


Fig. 48. — Mancanza di sincronismo verticale.

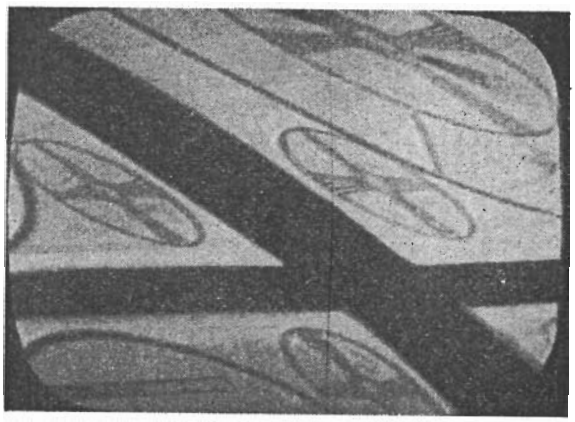


Fig. 49. — Mancanza di sincronismo verticale ed orizzontale.

Fig. 50. — Mancanza di sincronismo orizzontale.

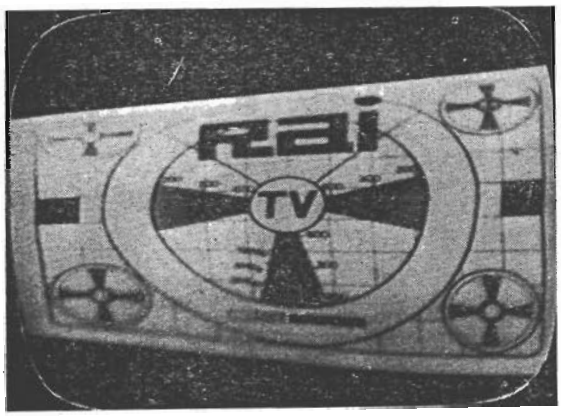


Fig. 51. — Difetto nelle bobine deflettrici verticali.

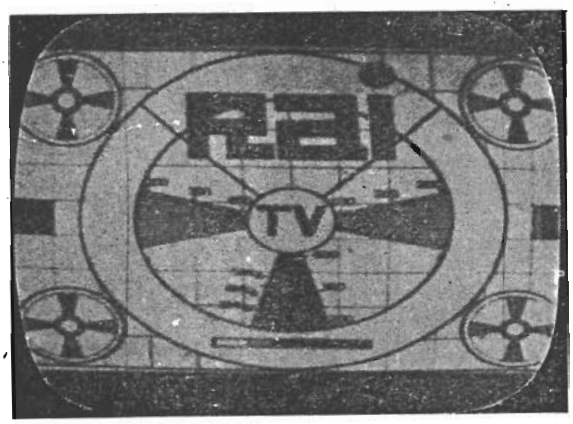


Fig. 52. — Deflessione verticale insufficiente.

d'onda dall'amplificatore video a piedino 7 di **V14**.
2) Tensione anodica su **V14** non giusta.
3) Valore errato di **R309**.
4) **C302** interrotto o basso di capacità.
5) Condensatori di accoppiamento **C311**, **C309** difettosi.

D) **Sincronismo orizzontale debole o mancante, sincronismo verticale soddisfacente** (fig. 50).
1) Controllare la forma d'onda al piedino 2 di **V17**.
2) Controllare i componenti che stabiliscono la frequenza dell'oscillatore: **L400**, **C410**, **R411**.
3) Verificare l'isolamento dei condensatori **C401**, **C305**, **C400**, **C407**, **C402**.
4) Controllare se è giusto il valore della resistenza di **R400**, **R401**, **R402**, **R404**.
5) Controllare **C407**, **R415**, **R403** nel circuito di controreazione (ove esiste).
6) Controllare lo accoppiamento fra **V19A**, **V19B** (**C410**, **C409**, **C411**, **R412**).

SEZIONE DEFLESSIONE VERTICALE

A) **Forma trapezoidale (immagine stretta a sinistra o a destra)** (figura 51).
1) Bobina di deflessione verticale **L300** o **L301** difettosa.
2) Controllare **R326**, **R327**.

B) **Mancanza di deflessione verticale (una sola linea bianca orizzontale sullo schermo).**
1) Bobina di deflessione interrotta.
2) Trasformatore d'uscita **T300** difettoso.
3) Controllo altezza **R319** interrotto; resistenza **R318** interrotta.
4) Multivibratore **V15** e **V16** (od oscillatore orizzontale di qualsiasi tipo) difettoso; mancanza di tensione anodica a **V16**; **R325** interrotta o **C319** in cortocircuito.

C) **Altezza insufficiente** (fig. 52).
1) **C319** interrotto.
2) Resistenza troppo alta di

R318, resistenza troppo bassa di R326 o R327.
3) Perdite eccessive a C316.
4) T300 difettoso.
5) Spire in corto circuito nella bobina di deflessione L300, L301.
6) Tensioni errate a V16.
7) Bassa capacità di C317 (questo dà luogo anche a scarsa linearità verticale).

D) **Scarsa linearità verticale, dimensioni normali** (fig. 53).
1) C317 con perdite o di valore non giusto.
2) Controllare la tensione anodica di V16.
3) Controllare l'isolamento di C311.
4) Valvola V16 difettosa.

E) **Scarsa linearità verticale, altezza insufficiente** (fig. 54).
1) Valvola d'uscita V16 difettosa.
2) Tensione insufficiente da V15; controllare la forma d'onda al piedino 6 di V15.
3) Tensione anodica bassa a V15 o V16.
4) Condensatore C317 interrotto oppure di capacità bassa.
5) Resistenza R321 fuori tolleranza.

F) **Altezza eccessiva, sincronismo soddisfacente** (fig. 55).
1) Basso valore di R315 e R318 o controllo di altezza R316 difettoso.
2) C316 interrotto o di bassa capacità.
3) Tensione anodica cinescopio bassa.
4) R321 interrotto.

G) **Mancanza di sincronismo verticale, controllo sincronismo verticale senza effetto, altezza insufficiente.**
1) Condensatore C312 in cortocircuito.
2) R316 in cortocircuito.

H) **Linearità verticale scarsa, ricoprimento al fondo dell'immagine, altezza eccessiva.**
1) C312 in cortocircuito o con forti perdite.
2) Bassa capacità di C316.

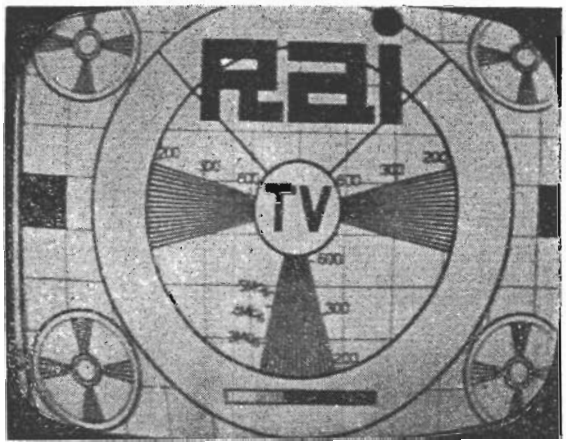


Fig. 53. — Linearità verticale insufficiente.

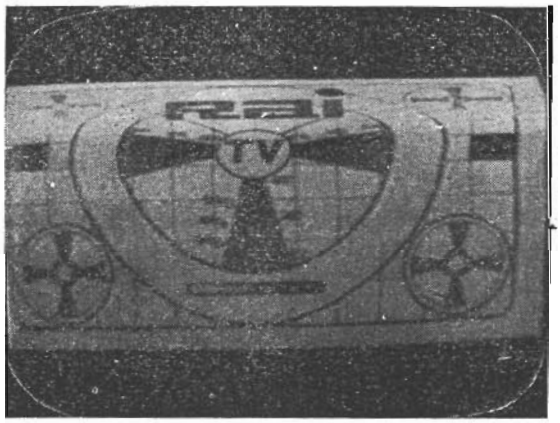


Fig. 54. — Assenza di linearità verticale: altezza insufficiente.

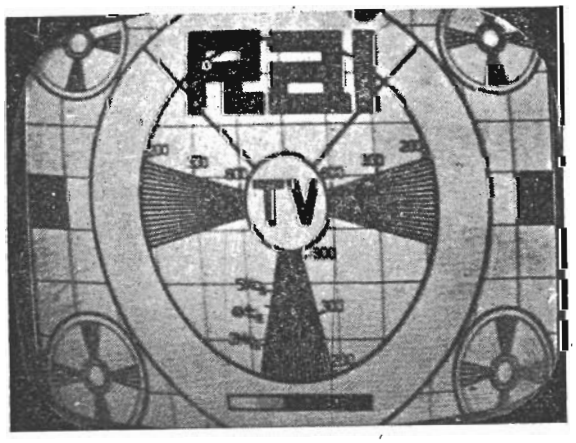


Fig. 55. — Deflessione verticale eccessiva.

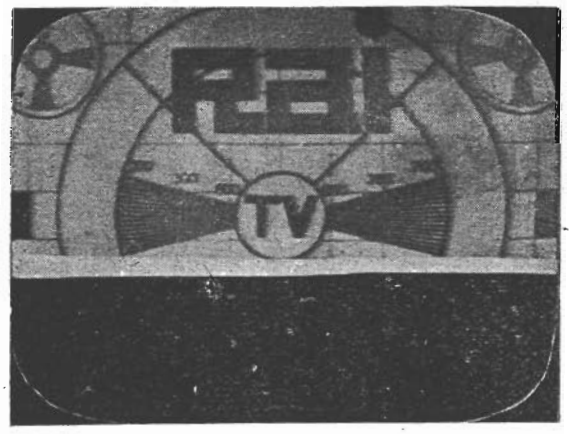


Fig. 56. — Quadro compresso in basso.

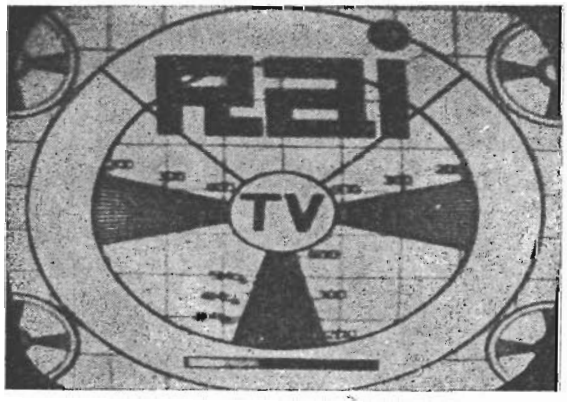


Fig. 57. — Eccessiva deflessione orizzontale.

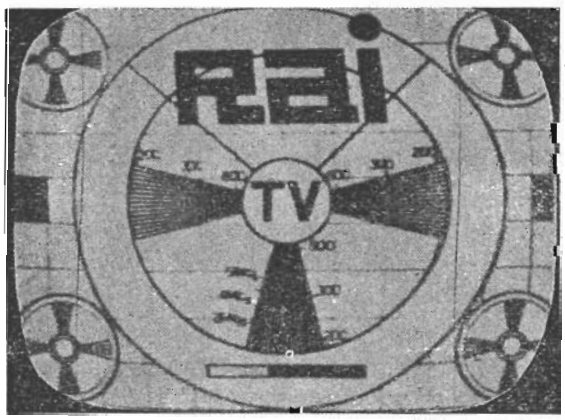


Fig. 58. — Linearità orizzontale insufficiente.

3) Trasformatore uscita verticale **T300** difettoso.

I) **Effetto di cortina crescente (la immagine si arrotola dal basso ruotando il comando sincronismo verticale** (fig. 56).
1) Condensatore **C312** con perdite.
2) Resistenza **R312** di valore basso.

SEZIONE DEFLESSIONE ORIZZONTALE

A) **Larghezza insufficiente.**
1) Insufficiente sopraelevazione (booster-ricuperatori) di tensione alla placca di **V20** o bassa tensione allo schermo di **V20**.
2) Spire in cortocircuito nel controllo di ampiezza **L401**.
3) Spire in cortocircuito od arco sul trasformatore E.A.T. **T400**.
4) Oscillazioni parassite in **V20**.
5) Controllo ampiezza efficiente solo parzialmente: nucleo spezzato di **L401**.
6) **C431** con perdite.

B) **Larghezza eccessiva** (fig. 57).
1) Controllo di ampiezza **L401** interrotto.
2) Tensione anodica cinescopio bassa.
3) Controllare tensioni di **V20**.

C) **Linearità orizzontale scarsa** (figura 58).
1) Controllare se **L402** o sue singole spire sono in cortocircuito.

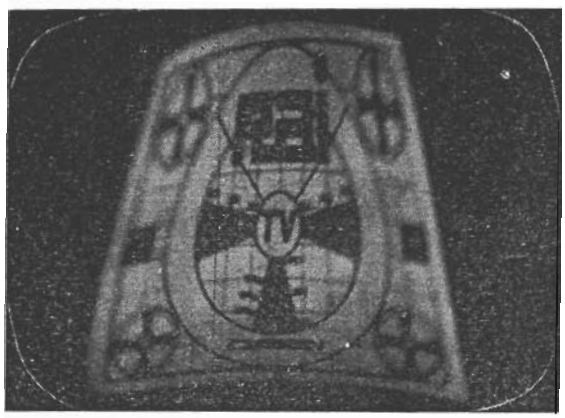


Fig. 59. — Difetto nelle bobine deflettrici orizzontali.

2) Controllare il condensatore di fuga **C416** sullo schermo.
3) Bobina linearità orizzontale **L402** inefficiente: nucleo rotto.

D) **Una sola linea bianca verticale o un disegno molto stretto sullo schermo.**
1) Bobine di deflessione orizzontale **L405** interrotta o mal collegata.

E) **Forma trapezoidale (immagine stretta in alto od in basso** (figura 59).
1) Controllare se il condensatore **C422** è in cortocircuito.
2) Spire in cortocircuito nella bobina di deflessione orizzontale **L405, L406.**

F) **Mancanza di sincronismo orizzontale, una o più barre verticali brillanti sull'immagine.**
1) Condensatore **C411** in cortocircuito interrotto o con perdite.
2) **R412** in cortocircuito.

G) **Effetto ondulatorio, rottura dell'immagine (sincronismo orizzontale pendolante).**
1) **C404** interrotto o di bassa capacità.
2) **R405** interrotto o di resistenza troppo alta.

H) **Linearità orizzontale scarsa, barre verticali brillanti, larghezza orizzontale insufficiente.**
1) **C418** interrotto o di scarsa capacità.

SEZIONE AUDIO

A) **Nessun suono, immagine normale.**
1) Questo significa un difetto nei circuiti di **V9, V10, V11, V13** o nell'altoparlante.
2) Anche un cattivo allineamento di **T100** o **T101** può provocare la mancanza di riproduzione sonora.
3) Schermo di **V9** non a massa: mancanza di suono salvo nei picchi.
4) Controllare che non vi siano cortocircuiti o contatti incerti nei vari collegamenti del discriminatore **T101.**

B) **Friggìo o ronzìo nel suono.**
1) Cattivo allineamento del secondario di **T101.**

SEZIONE ALIMENTAZIONE E CINESCOPIO

A) **Mancanza di quadro e di suono (mancanza di tensione anodica).**
1) Controllare il circuito di alimentazione (cordone ed interruttore di sicurezza, fusibili).
2) Controllare il circuito del raddrizzatore (**V23** e **V24**).
3) Controllare il trasformatore **T500.**

B) **Piccole dimensisoni dell'immagine, scarsa brillantezza, suono normale (tensione anodica bassa).**
1) **C500** interrotto o di valore scarso.
2) Bassa emissione di **V23** o **V24** (esaurite).

C) **Scarsa brillantezza dell'immagine, suono soddisfacente.**
1) Trappola ionica regolata male.
2) Bassa tensione all'anodo del cinescopio, causa perdite in **C419**; **V21** difettosa o **L401** in cortocircuito.
3) Bassa tensione a **V20** (controllare elevazione della tensione anodica al piedino 3 di **V22**; la **V22** può essere difettosa).
4) Forma d'onda non giusta alla griglia (piedino 1) di **V20.**
5) Circuito controllo luminosità difettosa oppure tensioni errate al controllo luminosità **R225.**
6) Tensione bassa alla seconda griglia (piedino 10) del cinescopio.
7) Cinescopio difettoso (scariche o falsi contatti nel «gun» gasatura).

D) **Mancanza di quadro, suono siddisfacente.**
1) Mancanza di alta tensione anodica al cinescopio.
2) Trappola ionica male regolata.
3) Circuito controllo luminosità interrotto.
4) Mancanza di tensione al piedino 10 del cinescopio.

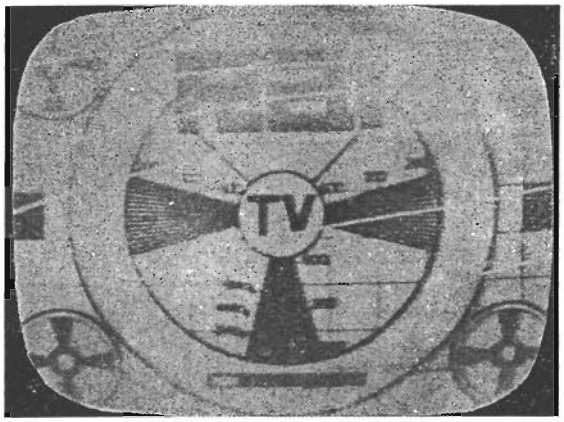


Fig. 60. — Righe di ritorno visibili.

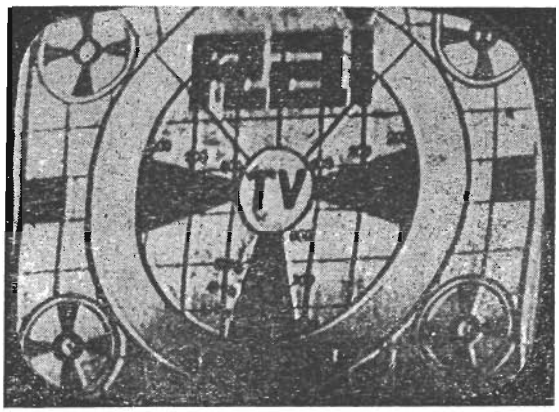


Fig. 61. — Eccesso di contrasto.

Fig. 62. — Mancanza di messa a fuoco.

5) Cinescopio, raddrizzatore, alta tensione, uscita orizzontale, uscita verticale, difettosi.
6) Mancanza di tensione di scansione da **V20**; controllare la forma d'onda al piedino 1 di **V20**.
7) **L402** interrotta.
8) Giogo **L405** in cortocircuito o trasformatore uscita deflessione orizzontale **T400** difettoso.

ALTRI DIFETTI

A) **Righe di ritorno visibili** (figura 60).
1) Controllare **T300**.
2) Controllare se **C318** è interrotto.
3) Controllare la valvola **V18**.
4) Controllare se interrotte le resistenze **R324**, 302, 303, 304.

Quanto sopra se il televisore è provvisto di circuiti di autosoppressione. In caso contrario regolare la luminosità onde riportare il livello del nero al giusto valore.

B) **Controllo luminosità R225 parzialmente o totalmente inefficiente.**
1) **R225** difettoso.
2) Tensione troppo alta o troppo bassa a **R225**.
3) Condensatori **C222** o **C221** in cortocircuito o con perdite.
4) Cinescopio con vuoto scarso.

C) **Eccesso di contrasto all'immagine (controllo di contrasto non riduce il contrasto)** (fig. 61).
1) Controllo di contrasto **R215** difettoso.
2) **R216** interrotto, **C228** in cortocircuito, **C209** in cortocircuito.

D) **Insufficiente messa a fuoco** (figura 62).
1) Bobina di fuoco interrotta od in cortocircuito.
2) Magnete permanente bobina di fuoco smagnetizzato.
3) Cinescopio **V8** difettoso.
4) Regolazione errata della bobina o magnete di fuoco sul collo del cinescopio.

Autorizzazione del Tribunale di Milano 16-1-61 - N. 5502 del Registro
Direttore responsabile ALFONSO GIOVENE - Proprietà della Editrice Il Rostro
Distribuzione in abbonamento postale - Gruppo II
Distribuzione STE - Milano

CORSO
TEORICO - PRATICO DI
TELEVISIONE

DISPENSA

N. 35

SOMMARIO

LEZIONE LIX

Regolazione del televisore — Difetti dell'immagine non derivanti da guasti, ma da errata regolazione dell'apparecchio — Difetti riscontrati durante la ricezione.

LEZIONE LX

Terminologia di televisione — Schema elettrico del televisore adottato per le operazioni di allineamento descritte nel testo — Chiave per le risposte alle domande della DISPENSA XXXV (LEZIONI LVI, LVII, LVIII, LIX, LX).
(DISPENSE 33, 34, 35).

TUTTI I DIRITTI RISERVATI ALLA EDITRICE IL ROSTRO - MILANO

TIPOGRAFIA EDIZIONI TECNICHE - MILANO - VIA BALDO DEGLI UBALDI, 6

LEZIONE LIX

REGOLAZIONE DEL TELEVISORE

DIFETTI DELL'IMMAGINE NON DERIVANTI DA GUASTI MA DA ERRATA REGOLAZIONE DELL'APPARECCHIO.

a) **Immagine normale** (fig. 65).
Quando i comandi sono esattamente regolati, il disegno appare stazionario sullo schermo, con una buona messa a fuoco esso appare ben dettagliato ed illuminato. Il disegno deve avere inoltre una buona gradazione nelle mezze tinte fra il nero intenso il grigio ed il bianco puro, nella apposita striscia inferiore dei chiaroscuri.

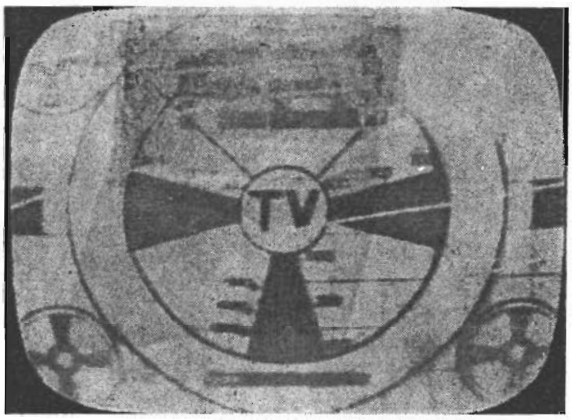


Fig. 65. — Immagine normale.

b) **Luminosità insufficiente od eccessiva.**
Ruotando in senso orario la manopola « LUMINOSITA' », si aumenta la luminosità di fondo dell'immagine. Si regoli una volta tanto per una luminosità media, in modo da evitare da un lato l'eccessivo chiarore diffuso e il fastidioso sfarfallio dell'immagine e dall'altro la perdita di dettaglio e l'effetto di visione notturna.

c) **Mancanza di contrasto** (fig. 66).
Un contrasto troppo debole nell'immagine significa che i comandi « CONTRASTO » o « LUMINOSITA' » (che sono complementari) oppure entrambi, non sono ben regolati.
Di regola, occorre ruotare in senso orario la manopola « CONTRASTO » ed in senso antiorario la manopola « LUMINOSITA' », per ottenere un buon con-

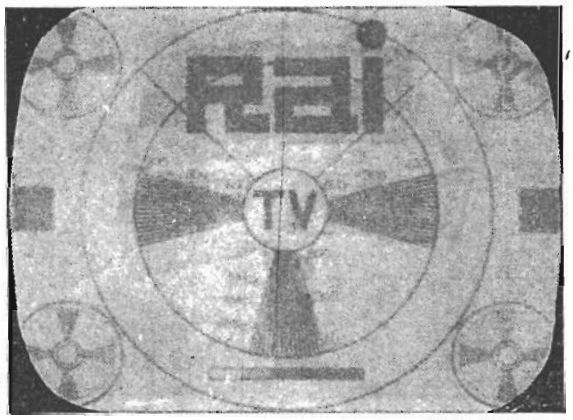


Fig. 66. — Contrasto insufficiente.

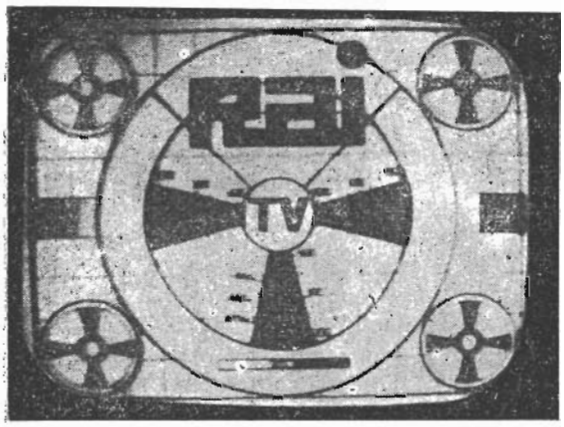


Fig. 67. — Contrasto eccessivo.

Fig. 68. — Insufficiente messa a fuoco.

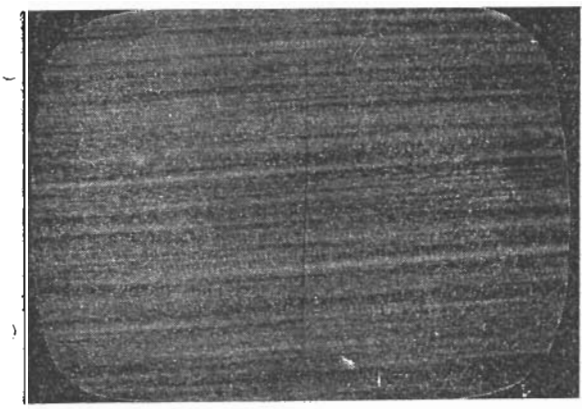


Fig. 69. — Assenza di sincronismo orizzontale.

trasto fra i bianchi e neri con graduale passaggio delle sfumature.

d) **Eccesso di contrasto** (fig. 67). Dapprima ruotare in senso orario la manopola « LUMINOSITA' » se l'immagine mostra ancora una deficienza di gradualità nel passaggio delle mezze tinte dal nero al bianco, ruotare in senso antiorario la manopola « CONTRASTO », finchè si ottiene la regolazione giusta. I migliori risultati si ottengono con la manovra contemporanea delle due manopole.

e) **Immagine sfuocata** (fig. 68). Ruotando lentamente il comando del « FUOCO », si cerchi di rendere più sottili e nitide le righe orizzontali. Si regoli fino ad ottenere la massima finezza di dettagli nel centro del quadro.

f) **Scorrimento orizzontale** (fig. 69). (Mancanza di sincronismo orizzontale).
Quando si osservano righe diagonali, o immagini confuse scorrenti obliquamente, il quadro può essere ricomposto e centrato ruotando, in entrambi i sensi, la manopola « ORIZZONTALE ».

g) **Scorrimento verticale** (fig. 70). (Mancanza di sincronismo verticale).

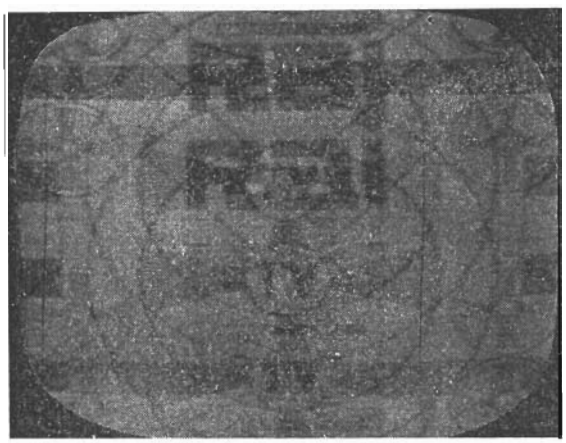


Fig. 70. — Assenza di sincronismo verticale.

Se l'immagine non è centrata, appare divisa in due da una riga nera e tende a scorrere verticalmente diventando eventualmente confusa: occorre ruotare la manopola « VERTICALE » E' preferibile ruotare la manopola prima completamente in senso antiorario, poi girarla lentamente in senso orario, fino a che lo scorrimento verso l'alto rallenti e il quadro risulti agganciato.

h) **Sintonia.**
La regolazione di sintonia deve essere perfezionata in modo da dare la massima nitidezza e bontà dell'immagine senza peraltro avvertire la presenza di una zonatura orizzontale variabile col ritmo del suono (suono nel video). La migliore immagine si ottiene eseguendo successivi ritocchi ai comandi « LUMINOSITA')», « CONTRASTO » e « SINTONIA ».

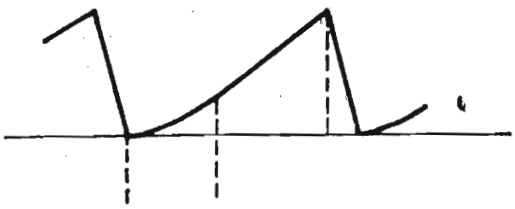


Fig. 71. — Dente di sega (corrente deflettrice) schiacciato in basso.

Immagini deformate

L'immagine, per difetto di linearità, può risultare deformata nel senso verticale od orizzontale od in entrambi i sensi. Questo è uno dei difetti più difficili a neutralizzare per i costruttori ed altrettanto per i riparatori a causa delle non sempre rintracciabili ragioni che lo provocano.

Può accadere che l'immagine si presenti compressa in basso e distesa in alto. Teoricamente ciò dipende dal fatto che il dente di sega risultante alle bobine di deflessione verticale è distorto come in fig. 71 e ciò può indifferentemente derivare da tutte queste cause:

a) Insufficiente capacità di carica sull'anodo della valvola pilota nel finale.

b) Negativo di griglia insufficiente sulla valvola finale.

c) Scarsa efficienza della valvola finale compensata da una regolazione in eccesso del potenziometro della linearità.

d) Cattiva regolazione della linearità verticale; in questo caso se questa cattiva regolazione è accompagnata anche da cattiva regolazione, in meno, del potenziometro di ampiezza verticale, l'immagine rimane solo distorta nel senso suddetto, altrimenti l'immagine esce dal quadro in alto e, quindi, ne manca una parte.

Se invece l'immagine si presenta compressa in alto e distesa in basso, la forma del dente di sega corrispondente alla corrente di de-

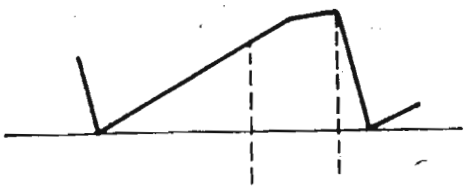


Fig. 72. — Dente di sega (corrente deflettrice) schiacciato in alto.

flessione è quella della fig. 72 e le cause possono essere:

a) Insufficiente tensione anodica sul triodo di scarica dell'asse dei tempi.

b) Eccessiva capacità di carica del medesimo con conseguente troppo basso segnale per il pilotaggio della finale.

c) Eccesso di tensione negativa sulla valvola finale.

d) Regolazione errata dei relativi potenziometri come nel caso d) del comma precedente, ma in senso opposto.

Immagini sfumate, senza dettaglio

Non si confonda questo difetto con una mancanza di messa a fuoco.

Il difetto in parola difficilmente si manifesta quale guasto cioè durante il funzionamento del ricevitore, ma è quasi sempre provocato da mani estranee. Infatti esso dipende da insufficiente banda passante sia nel canale di alta, che di media, che di video frequenza; è quindi dovuto a errore di schema o a cattivo montaggio di un apparecchio nuovo o regolazione errata delle alte e medie frequenze.

Al di sotto dei 3 megacicli di ampiezza di banda questo difetto diventa molto appariscente, ma un occhio esperto lo nota anche per bande passanti superiori. Anche uno spostamento dell'oscillatore può provocare la stessa cosa soprattutto quando, negli apparecchi a tipo « intercarrier » con un segnale notevolmente forte, non si notano differenze di « fonica » anche variando di mezzo megaciclo l'oscillatore locale; in questo caso la regolazione è un po' nelle mani dell'utente al quale va spiegata la giusta regolazione che non corrisponde alla massima intensità luminosa. Negli apparecchi, invece, con canale « suono » separato, la posizione dell'oscillatore è delimitata dalla migliore riproduzione del suono e quindi questo difetto di regolazione non è possibile.

Quando il conduttore di griglia del tubo catodico è troppo lungo o percorre tratti schermati o in fascio con altri fili o rasente allo chassis, il difetto è localizzato nella video frequenza ed è eliminabile allontanando detto collegamento dalla massa e facendolo il più breve possibile.

Immagine punteggiata da puntolini bianchi e neri in tutta la sua estensione.

Questo difetto è dovuto a tentativo di innesco di tutto il complesso e si manifesta solo a contrasto spinto verso il massimo mentre diminuisce a vista d'occhio col decrescere del contrasto. Il fruscìo elettronico nel circuito di cambio frequenza e in quelli di media frequenza può divenire assai forte in questi casi:

a) Se si spingono le tensioni anodiche delle valvole.

b) Se due o più circuiti di media frequenza si trovano tarati su frequenza uguale o troppo vicina e non sono sufficientemente smorzati o schermati.

c) Quando, non essendo schermati i circuiti di alta e media frequenza, non sono posti a massa i nuclei di ferro che servono per la taratura.

d) Quando i ritorni di massa o i condensatori di blocco di radio frequenza non sono concentrati, stadio per stadio, nell'unico punto di massa relativo a quello stadio.

Se avvenisse che qualche condensatore si guastasse e dovesse essere sostituito, il riparatore deve collocare quello nuovo nella medesima posizione di quello guasto e metterne uno di identica capacità e qualità. Se, ad es., tra una griglia schermo e la massa si trovasse un condensatore di 2000 pF a mica da sostituire, non se ne metta uno da 10.000 pF a carta perchè il risultato potrebbe essere negativo cioè potrebbe avvenire il fenomeno della punteggiatura.

Se una resistenza è bruciata non se ne metta una di inferiore valore perchè ciò, è vero, può aumentare l'amplificazione dello stadio, ma può dar luogo all'inconveniente citato.

Le resistenze in parallelo alle bobine di alta e media frequenza devono pure essere lasciate e rispettate, poichè cambiandone il valore si cambia la banda passante e la resa di stadio provocando entrambi i difetti dei paragrafii 8) e 9).

Fasce verticali sfumate sul quadro in assenza di modulazione (effetto tenda).

In quasi tutti i ricevitori che non siano di alta classe si possono notare sul quadro in assenza di modulazione, una, due o anche tre righe verticali non marcate, anzi sfumate, che nessun accorgimento riesce a togliere.

Tale difetto, se non troppo mar-

cato, non è grave e scompare quasi completamente durante la ricezione. Esso è dovuto a oscillazioni parassite irradiate dal trasformatore d'uscita linee e sono sempre armoniche di 15625 Hz. Dette armoniche, che vengono molto attutite dalla valvola smorzatrice-incrementatrice, si manifestano solo all'inizio del ciclo d'analisi di linea poichè vengono rapidamente smorzate e modulano in ampiezza il pennello catodico provocando il fenomeno descritto. Un ottimo schermaggio del gruppo di uscita linea non è sempre sufficiente allo scopo poichè l'irraggiamento avviene anche attraverso l'alimentazione e accoppiamenti parassiti non facilmente identificabili.

Nei complessi a piccola deviazione (50°) il fenomeno è molto meno marcato che in quelli a grande deviazione (90° e più).

Difetto di linearità orizzontale.

E' assai più difficile da eliminare che non quello verticale. Ogni ricevitore è, normalmente, munito di dispositivo per variare la linearità dell'asse orizzontale, ma non sempre questo è sufficiente poichè il difetto può dipendere anche da segnali di sincronismo troppo intensi o dal cattivo funzionamento del controllo automatico di frequenza ormai generalizzato.

E' su quest'ultimo in particolare che bisogna porre attenzione regolando i circuiti che lo compongono in modo che la fase dei segnali in arrivo e di quelli locali sia la più giusta ottenibile.

In molti ricevitori questo difetto è all'origine del progetto e solo modifiche circuitali potrebbero ovviarlo. In generale un'accorta regolazione è sufficiente.

Ondulazione laterale e colonne orizzontali.

Questo difetto si presenta in due modi diversi pur essendone unica la causa: difetto di filtraggio.

Infatti se il ronzio di rete (42 o 50 Hz) o le sue armoniche (84-100 Hz) si presenta nell'alimentazione dell'asse tempi riga, dà luogo ad una modulazione, cioè ampiezza incostante, delle righe. Ciò si traduce in un anticipo o ritardo delle righe secondo se il ronzìo disturbante è in fase o non con la riga che si inizia. Normalmente si manifestano due sinusoidi ai lati del quadro, e ciò significa che il ronzìo è dovuto alla seconda armonica della rete e cioè a cattivo filtraggio dell'alta tensione dopo la rettificazione. Se invece si manifesta una sola sinusoide ciò significa che il ronzìo entra direttamente tramite qualche accoppiamento diretto del trasformatore di alimentazione oppure tramite qualche catodo il cui filamento ha un campo non bene neutralizzato oppure presenta perdite.

Talvolta il difetto, pur somigliando a questi, è causato da stadi diversi e cioè anzichè presentarsi una deformazione dell'immagine ai lati si presenta una modulazione e cioè una fascia nera (o due) che si sposta dall'alto verso il basso più o meno velocemente (secondo la frequenza di rete).

In questo caso il ronzìo modula direttamente il raggio e quindi il difetto si manifesta nel diodo rivelatore oppure per induzione di trasformatori o impedenze, direttamente sul collo del tubo RC.

Conoscendo le varie cause è possibile, per eliminazione, ricercare l'origine del difetto.

DIFETTI RISCONTRABILI DURANTE LA RICEZIONE

Bordi laterali d'immagine irregolari

Si presentano ogni volta che i segnali di sincronismo sono eccessivamente intensi oppure quando sono mescolati in percentuale eccessiva a disturbi. Questo avviene in due casi completamente opposti e cioè quando il segnale è troppo forte, ed in questo caso basta un ritocco del contrasto, oppure quando, per un segnale troppo debole, non funzionando il C.A.S., si intromettono scariche, fruscii e comunque disturbi parassiti che modificano e distorcono i segnali di sincronismo facendo anticipare o ritardare disordinatamente gli impul-

si di riga. Anche il cattivo funzionamento della valvola separatrice dei sincronismi può provocare lo stesso difetto per inadeguato « affioramento » dei segnali al di sopra dell'inviluppo di modulazione.

Distorsione (spostamento orizzontale delle righe) nell'alto dell'immagine.

Tendenza dell'asse dei tempi riga a svincolarsi dai segnali di sincronismo. Quando l'utente vede l'immagine ferma sullo schermo crede di essere « a posto »; ma può succedere, talvolta, che pur ottenendosi il sincronismo di riga questo risulti instabile poichè la frequenza dell'oscillatore locale è troppo diversa da quella di lavoro.

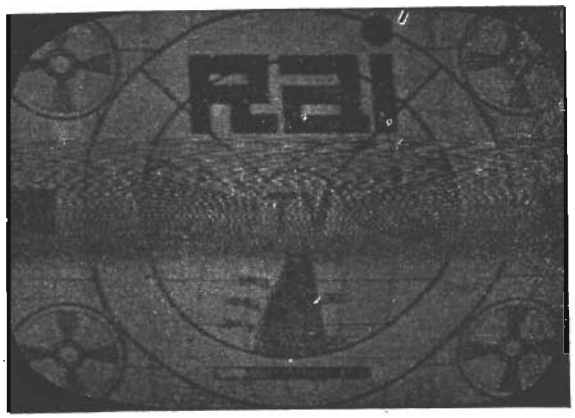


Fig. 73a). — Interferenza di apparecchi elettromedicali.

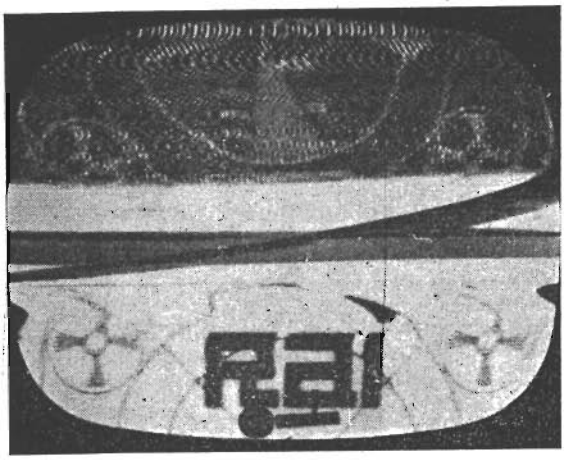


Fig. 73b). — Fortissimo disturbo da apparecchi diatermici con perdita di sincronismo e parte di immagine negativa.

In questo caso il sincronismo avviene forzatamente lo stesso specialmente in presenza di forti segnali; ma durante il periodo di ritorno di quadro e di quelli equalizzatori il segnale di riga rimane disturbato, l'oscillatore locale tende ad andare per i fatti suoi riprendendosi con un certo ritardo però, solo dopo iniziata l'immagine.

Il principio di quadro palesa quindi questa tendenza.

Un ritocco alla frequenza di riga risolve l'inconveniente.

Fasce orizzontali chiare e scure sull'immagine.

Sono di numero variabile e le cause possono essere le seguenti:

a) Se di numero ridotto (2 o 3) sono dovute a disturbi di motori elettrici o lampade al neon nelle immediate vicinanze o scariche ad alta tensione alternata; in questo caso, di solito, il disturbo è così intenso che si nota anche, leggermente, nell'audio.

b) Se numerose e variabili di numero e intensità possono essere causate da passaggio di « fonica » nel canale video oppure provocate da oscillazioni parassite sulle bande laterali di qualche trasmittente dilettantistico.

Tutte le righe che si presentano nel senso orizzontale sono dovute a frequenze multiple della frequenza di quadro e si notano fino a che la frequenza disturbante è dell'ordine della 10ª, 20ª armonica della rete (fino cioè a 1000 Hz circa). Oltre questa frequenza il fenomeno è meno appariscente e danneggia meno l'immagine purchè non eccessivamente intenso.

Righe verticali sul quadro.

Sono sempre dovute a interferenze ad alta frequenza e sono provocate da frequenze multiple della frequenza di riga. Sono più appariscenti di quelle a frequenza bas-

sa e si notano fino a frequenze dell'ordine del megaciclo ed anche più. Generalmente sono provocate da « battimenti » tra una portante disturbante e quella della stazione che si riceve oppure da battimenti con la frequenza intermedia.

Forni ad alta frequenza, apparecchi elettromedicali, stazioni dilettantistiche, ponti radio, provocano questo inconveniente, specialmente in zone lontane dal trasmettitore, con esasperante facilità e molto spesso provocano anche il disinnesco dei sincronismi di riga se il battimento provocato si avvicina molto alla frequenza di riga ed è più forte degli impulsi di sincronismo.

DISTURBI ESTERNI

Può accadere che l'immagine mostri saltuariamente dei difetti del tutto diversi da quelli illustrati in precedenza.

I segnali di varia natura che si sovrappongono alla immagine normale sono causati da disturbi atmosferici od industriali; questi ultimi provengono da stazioni radio, apparecchi elettrici, motori a scoppio, ecc.

La regolazione dei comandi non può eliminare questi disturbi; è tuttavia possibile, in alcuni casi, mogliorare le condizioni locali con speciali accorgimenti nell'installazione dell'apparecchio e delle relative antenne.

Fig. 75a). — Interferenze radio ad onde medie.

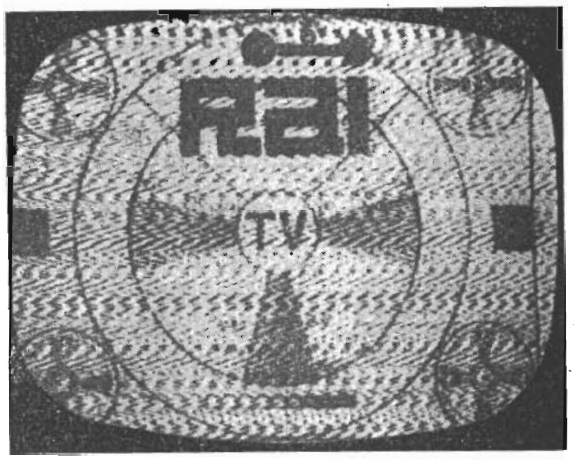


Fig. 75b). — Interferenze radio ad onde ultra corte (modulazione di frequenza).

Fig. 74. — Disturbi di motori a scoppio (automobili).

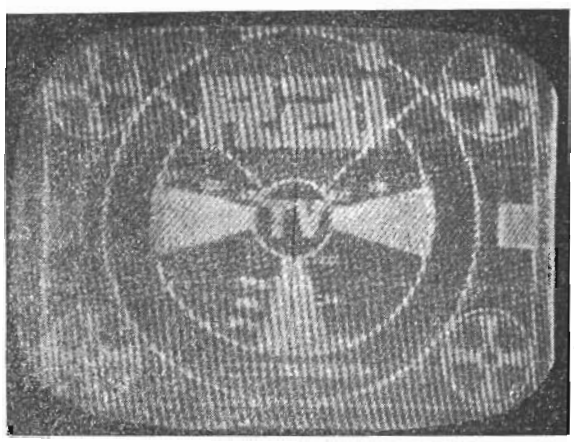


Fig. 75c). — Forti interferenze radio (MF e TV). Immagine negativa.

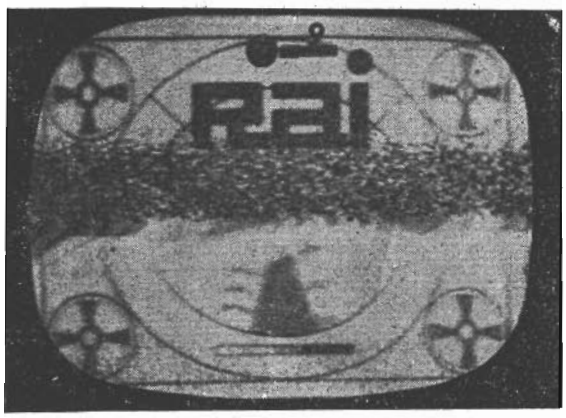


Fig. 76. — Disturbi da motori elettrici.

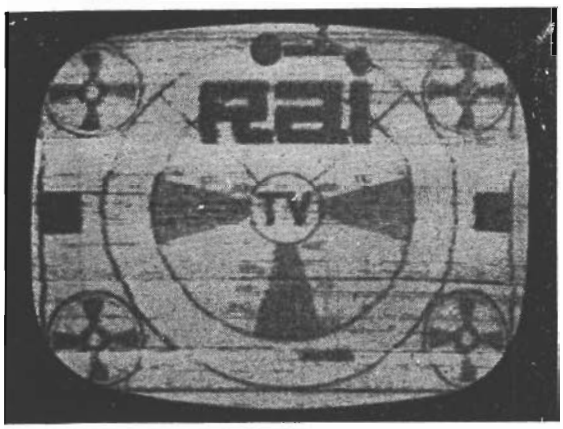


Fig. 77. — Disturbi da tubi fluorescenti.

I più comuni tipi di disturbi sono riprodotti qui di seguito.

a) **Apparecchi di diatermia** (fig. 73)
Questi impianti vengono usati da gabinetti medici ed ospedali e danno luogo ad una interferenza con disegno a spina di pesce. In casi più gravi si può avere addirittura una striscia nera attraverso l'immagine.

b) **Motori a scoppio** (fig. 74).
Il disturbo produce ondulazioni simili; accensione dei motori degli autocarri, automobili, motociclette ed aeroplani si può identificare facilmente in quanto si manifessta con lineette orizzontali bianche o nere sulla immagine; il disturbo maggiore è quello provocato dai motori degli autocarri.

c) **Interferenze radio** (fig. 75).
Questo disturbo può essere causato da trasmettitori e ricevitori ad onde corte, in particolare apparecchi della polizia o di dilettanti.
Il disturbo produce ondulazioni simili ad un « moire » o « zigrinatura» che si muovono su linee diagonali, e, in alcuni casi, fa perdere contrasto all'immagine.

d) **Motori elettrici monofasi a collettore.**
Il disturbo all'immagine TV pro-

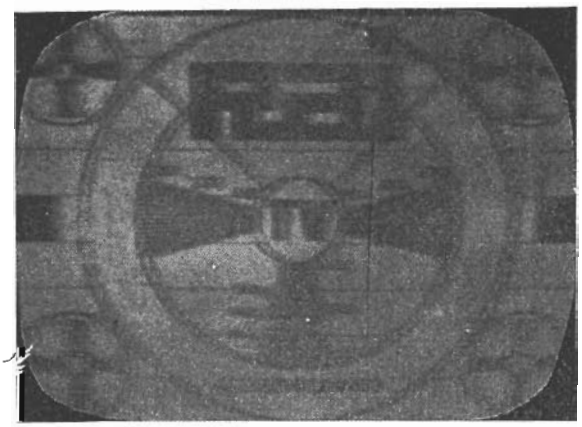


Fig. 78 — Immagini multiple (riflessioni.

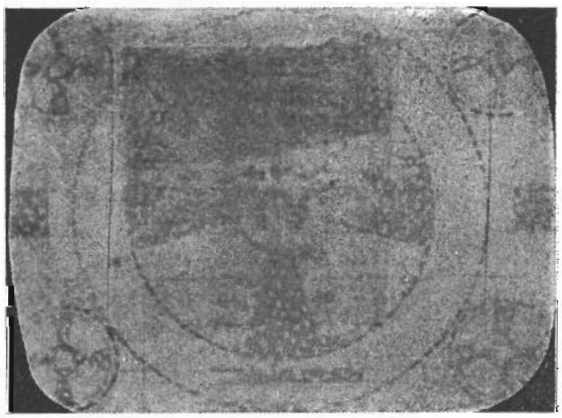


Fig. 79. — Soffio elettronico. Effetto neve.

vocato dallo scintillio delle spazzole dei motori elettrici a collettore si manifesta con delle vaste strisce orizzontali stracciate e mobili irregolarmente. Tutta la immagine è inoltre deturpata da segmenti bianchi e neri nel senso delle righe d'analisi (figura 76).

e) **Tubi fluorescenti** (fig. 77).

Non sempre gli impianti di illuminazione a tubi fluoresscenti provocano disturbi alle ricezioni TV. Basta però un tubo avente funzionamento irregolare, difficilmente avvertibile direttamente, per creare nell'immagine delle zonature orizzontali picchiettate da puntini o lineette bianco-nere.
Per far cessare il disturbo occorre spegnere i tubi disturbatori.
Il disturbo è molto simile, ma di maggiori proporzioni nel caso di insegne luminose al neon (alta tensione) con circuiti delle dispersioni silenziose o delle piccole scariche.
Se un'insegna al neon è bene isolata non dovrebbe arrecare disturbi oltre i 10 metri di distanza. I disturbi però possono propagarsi lungo la linea di alimentazione a bassa tensione (rete luce) che deve perciò essere protetta e sbarrata mediante induttanze e capacità antidisturbo.

f) **Immagini multiple (fantasmi o riflessioni)** (fig. 78).

Sono causate dal fatto che il segnale televisivo segue due vie diverse per giungere al ricevitore, cioè una diretta e l'altra per riflessione su grandi edifici, colline o simili ostacoli. Il segnale riflesso, che segue la via più lunga, spesso arriva con un certo ritardo e produce la seconda immagine. Un diverso orientamento dell'antenna o un più accurato adattamento di impedenza della linea di trasmissione, può ridurre l'inconveniente.

g) **Segnali deboli (neve)** (fig. 79).

Se il ricevitore è installato ai limiti della zona di servizio di una stazione, il segnale è naturalmente debole e l'immagine può apparire coperta da punti bianchi irregolari, con l'aspetto di una nevicata.
Quando il segnale è molto debole, parte dell'immagine può venire del tutto cancellata. In questi casi, è necessario l'impiego di una antenna multipla od anche di un preamplificatore di antenna (booster).

LEZIONE LX

TERMINOLOGIA DI TELEVISIONE

A

Accentuazione (pre-accentuazione) (del segnale suono) (pre-enphasis) — Esaltazione delle componenti a frequenze alte rispetto a quelle a frequenze basse in una proporzione crescente colla frequenza.

Accoppiamento — L'associazione di due circuiti in modo che si verifichi un trasferimento d'energia elettrica dall'uno all'altro.

Adattabilità (di un ricevitore di televisione a colori) — Possibilità di ricevere anche le immagini in bianco e nero riproducendole con tonalità cromatica uniforme (monocrome).

Allineare — Regolare due o più circuiti accordati in modo tale che il loro complesso risponda ad una desiderata banda di frequenze.

Alone — Aureola sfumata che si forma intorno a zone intensamente illuminate dalla immagine e che invade le zone circostanti in ombra.

Alone di trascinanmento — Alone sfumato nella sola direzione orizzontale verso destra (cioè nel verso attivo della scansione orizzontale).

Ampiezza totale (del segnale video) — E' l'ampiezza misurata da cresta a cresta del segnale video completo, che comprende cioè sia il segnale di visione, sia gli impulsi di sincronizzazione.

Ampiezza del segnale di immagine — E' l'ampiezza da cresta a cresta del solo segnale d'immagine che va dal livello del nero al livello del bianco.

Ampiezza dei segnali di sincronizzazione — E' l'ampiezza da cresta a cresta degli impulsi di sincronizzazione.

Analisi di una immagine (scanning) — E' l'operazione colla quale si analizza un'immagine rilevandone in istanti successivi degli elementi puntiformi, che si succedono in linee orizzontali e in successive linee parallele ed equidistanti per ricavare il segnale d'immagine.

Anticipo (di fase)	E' l'anticipo relativo che subiscono le fasi delle varie frequenze video attraversando una capacità.
Appaiamento delle righe (nella produzioni d'immagini in ricezione)	E' l'effetto dello spostamento relativo delle righe di due quadri successivi (interlacciamento) per il quale le righe d'immagine risultano accostate fra loro due a due.
Apertura (errore di)	Distorsione introdotta nel processo di video scansione originata dall'essere l'area analizzatrice (spot) di dimensioni finite.
Attenuazione	La diminuzione in potenza di un'onda sonora o radio elettrica. La diminuzione di potenza in un circuito.
Attenuatore	Organo destinato a ridurre l'ampiezza di un segnale.
Azimut	Direzione nel piano orizzontale.

B

Bande laterali di modulazione	Sono costituite dall'insieme delle componenti oscillatorie di un'oscillazione a radio frequenza modulata, le quali si dividono in due bande di frequenze rispettivamente superiori ed inferiori alla portante.
Banda laterale trasmessa	E' quella delle due bande laterali che viene mantenuta quando l'altra è soppressa in tutto o in parte.
Banda laterale parzialmente soppressa	E' quella delle due bande laterali di cui una parte delle componenti viene attenuata prima della trasmissione.
Banda laterale residua	E' l'insieme delle componenti residue della banda laterale parzialmente attenuata.
Banda laterale unica	E' il tipo di trasmissione in cui una delle bande di modulazione viene fortemente attenuata.
Banda del segnale video	E' l'insieme delle componenti oscillatorie contenute nel segnale video.
Banda laterale superiore	E' quella delle componenti oscillatorie di modulazione le cui frequenze sono superiori a quella della portante.
Banda laterale inferiore	E' quella delle componenti oscillatorie le cui frequenze sono inferiori a quella della portante.
Base (o piedistallo) **dei segnali di sincronizzazione**	Ampiezza base del segnale di televisione che sussiste nell'intervallo di cancellazione prima e dopo un impulso di sincronizzazione. Si identifica col livello del nero.
Battimento fra portanti (intercarrier-sound)	Vedi: **Intercarrier.**

Brillanza (o splendore di un elemento di un'immagine) — E' l'intensità luminosa emissiva dell'elemento misurata col rapporto fra il flusso luminoso emesso e la superficie emittente. Si misura in lambert cioè lumen per centimetro quadrato.

C

Campo elettromagnetico — Generato nello spazio da un radiotrasmettitore. Si misura in microvolt per metro (μV/m). Sotto i 50 μV/m la ricezione TV è precaria.

Canale di telecomunicazione — Insieme delle frequenze in cui cade lo spettro del segnale relativo ad una telecomunicazione.

Canale audio — Insieme delle frequenze in cui cade lo spettro della trasmissione suono di un segnale di televisione.

Canale video — Insieme delle frequenze in cui cade lo spettro della trasmissione di visione di un segnale di televisione.

Canale (totale) **di televisione** — Insieme delle frequenze in cui cade lo spettro di un segnale completo di televisione (audio e video).

Cancellazione (soppressione - blanking) — E' l'annullamento della macchia luminosa (spot) in un tubo catodico ricevente di televisione (cinescopio) durante gli intervalli di ritorno di riga e di quadro.

Caratteristica (curva) **di un fenomeno** — E' la curva che rappresenta in coordinate cartesiane una certa grandezza resa in funzione di un'altra grandezza impressa.

Caratteristica ampiezza - frequenza (di un amplificatore o ricevitore) — Curva dell'ampiezza (tensione) in uscita per entrata di ampiezza costante a tensione sinusoidale in funzione della frequenza.

Caratteristica fase-frequenza (di un amplificatore o ricevitore) — Curva della fase in uscita rispetto a quella di entrata per oscillazioni impresse sinusoidali, in funzione della frequenza.

Caratteristica di colore (di un apparecchio da presa d'immagine) — Curva della tensione del segnale video in funzione della frequenza o della lunghezza d'onda di luce monocromatica impressa con intensità energetica costante.

Caratteristica di resa luminosa (brillanza) **di un cinescopio** — Curva della brillanza media di un quadro uniforme reso dal cinescopio in funzione della tensione applicata alla sua griglia di comando.

Carrellata — Movimento della telecamera durante la ripresa TV in avvicinamento od in allontanamento del soggetto.

Cavità — In alcuni tipi di tubi elettronici e circuiti, la cavità racchiusa da un involucro metallico entro la quale campi elettrici risuonanti possono venire eccitati alla frequenza di microonde per cui la cavità stessa è accordata.

Catodo	In un tubo elettronico l'elettrodo emettitore di elettroni.
Cavo coassiale	Un cavo a due conduttori nel quale uno di esssi racchiude l'altro assialmente centrato. Viene usato per la trasmissione di segnali video, telefonici in multiplex nonchè radiofrequenze.
Cinescopio	Vedi: **Tubo catodico.**
Circuito	Una combinazione di parti elettriche come capacità, resistori, induttori, tubi elettronici, ecc. di opportuno valore e opportunamente collegate.
Compatibilità	Sistema di trasmissione di TV a colori, che può essere ricevuta in bianco-nero dai normali televisori senza alcuna modifica.
Compensazione o correzione (delle alte o delle basse frequenze)	Circuiti elettrici atti a compensare l'attenuazione delle alte o delle basse frequenze in un amplificatore a video frequenza.
Componente continua (D. C. component)	L'integrale dei valori istantanei del segnale video, corrispondente al valore assoluto della brillanza dei vari elementi dell'immagine. (Luminosità media di fondo di una immagine).
Contrappeso	Un sistema di conduttori elettrici, distanziato di alcuni metri dal suolo ed usato in luogo della « messa a terra ».
Contrasto	Il rapporto fra i massimi ed i minimi valori di brillanza esistenti in differenti zone di un'immagine TV.
Controllo automatico di frequenza (C.A.F.)	Circuito elettronico in un televisore, destinato a mantenere costante la frequenza dello oscillatore di riga.
Controllo automatico di sensibilità (C.A.S.)	Circuito elettronico in un televisore, destinato a mantenre costante la sensibilità (guadagno) in alta e media frequenza.
Controreazione (reverse feedback)	Reinserzione di energia in opposizione di fase da un punto di un sistema amplificatore in un punto precedente della catena, in modo da correggere le distorsioni diminuendo l'amplificazione totale.
Consolle	Tipo di mobile per televisore, da collocarsi sul pavimento.
Corona (effetto)	Scarica frusciante con luminescenza violacea che si verifica attorno a corpi metallici con profilo puntuto od a spigoli vivi, sottoposti ad una certa tensione elettrica di valore critico.
Costante di tempo	E' il prodotto **R** $\times$ **C**, in un circuito comprendente una capacità ed una resistenza. E' il tempo richiesto per caricare **C** al 63% della tensione applicata.

Convertitore (di frequenza) — Dispositivo circuitale di un ricevitore TV nel quale si provoca il cambiamento della radio frequenza ricevuta in una frequenza più bassa (frequenza intermedia).

Coulomb — L'unità di misura che esprime la quantità di elettricità che passa in un secondo attaverso qualsiasi parte di un circuito.

Cresta — Vedi: **Punta.**

Cromaticità — Caratteristica del colore dovuta alla combinazione della « tinta » con la « saturazione ».

D

Decibel (dB) — Unità di misura che esprime la variazione del livello sonoro od elettrico rispetto ad un livello prefissato.

Definizione — La fedeltà con la quale viene riprodotto il dettaglio di un'immagine sullo schermo televisivo. Viene anche chiamata « risoluzione ».

Definizione orizzontale — E' il numero massimo di elementi d'immagine che si possono distinguere lungo una riga orizzontale d'analisi.

Definizione verticale — E' il numero effettivo delle righe d'analisi.

Deflessione — Il movimento laterale del pennello elettronico di un tubo catodico, provocato da campi elettrostatici od elettromagnetici, allo scopo di animare da analogo movimento il punto luminoso (spot) sullo schermo fluorescente.

Denti di sega — Forma delle oscillazioni di tensione o corrente per la deflessione del pennello elettronico analizzatore in TV.

Detector — Vedi: **Rivelatore.**

Deterioramento di immagine — Riduzione di una o più qualità dell'immagine riprodotta a causa di alterazioni avvenute nel segnale di visione ricevuto.

Diatermia — Tecnica terapeutica per riscaldare parti del corpo umano mediante l'uso di correnti a radio frequenza.

Diffrazione — Il fenomeno di propagazione di onde sonore, luminose od elettriche, quando incontrano un ostacolo e lo superano deviando il loro percorso attorno ad esso.

Dinamica (dei contrasti) — La vivacità e l'entità delle variazioni di brillanza (splendore) delle varie zone della superficie di un'immagine TV.

Dinodo — Uno degli elettrodi ad emissione secondaria in un moltiplicatore elettronico.

Diodo — Tubo elettronico a due elettrodi: catodo e anodo. Cristallo di germanio, silicio od altri elementi(che funge da catodo) con sottile punta metallica di contatto (che funge da anodo). Possiede una conduttività unilaterale.

Direttore — Elemento passivo in un'antenna TV.

Diplexer (dualizzatore) — Dispositivo di accoppiamento a radio frequenza (banda V.H.F.) col quale due trasmettitori possono funzionare sulla stessa antenna (emissioni video ed audio).

Dipolo — Antenna costituita da un conduttore rettilineo lungo circa mezz'onda della frequenza di risonanza. Generalmente interrotta nel punto mediano per collegarvi una linea di trasmissione.

Dipolo ripiegato (folded) — Dipolo costituito da due conduttori paralleli lunghi circa mezz'onda(di diametro uguale o differente) riuniti alle loro estremità, uno dei quali interrotto a metà pel collegamento con una linea di trasmissione.

Discriminatore — Circuito rivelatore che trasforma la modulazione di frequenza in variazioni d'ampiezza, consentendo l'estrazione della componente modulante.

Dissolvenza — Il passaggio graduale da un'immagine TV ad un'altra, mediante momentanea sovrapposizione delle due durante l'affiievolirsi di una ed il rinforzarsi dell'altra.

Distorsione geometrica di immagine — E' lo scostamento geometrico della forma dell'immagine riprodotta rispetto a quella geometricamente simile all'originale e con uguale asse nella direzione orizzontale.

Distorsione geometrica orizzontale (d'immagine) — Distorsione causata dalla scansione orizzontale non uniforme, che si misura dagli spostamenti massimi degli elementi d'immagine della posizione esatta definita dalla similitudine coll'originale lungo l'asse orizzontale.

Distorsione geometrica verticale (d'immagine) — Distorsione causata dalla scansione verticale non uniforme, che si misura cogli spostamenti massimi delle righe dalla posizione esatta definita dalla similitudine coll'originale lungo l'asse verticale.

Distorsione geometrica a barilotto (barrel) — Distorsione radiale in cui il rettangolo d'immagine (raster) assume la forma di un barilotto (barrel).

Distorsione geometrica a cuscinetto (pin-cushion) — Distorsione radiale in cui il rettangolo d'immagine assume la forma di un cuscinetto (pin-cushion).

Distorsione del contrasto di immagine — Riproduzione non proporzionale delle brillanze degli elementi d'immagine, con effetto di attenuare o di esaltare il contrasto (alterazione del « gamma »).

Distorsione d'ampiezza (di un amplificatore) — Riproduzione non proporzionale in uscita delle ampiezze dei segnali applicati in entrata.

Distorsione di fase — Distorsione della forma di un segnale causato dallo spostamento relativo delle fasi delle varie sue componenti oscillatorie.

Distorsione di frequenza — Alterazione della proporzione originale delle ampiezze delle componenti alle diverse frequenze cioè guadagno o attenuazione non costante colla frequenza.

Distorsione delle tinte (nelle immagini a colori) — Alterazione delle tonalità delle tinte causate dalla riproduzione non proporzionale delle componenti dei colori fondamentali.

Disturbo (negli amplificatori e nei ricevitori; « noise ») — Insieme delle componenti del segnale in uscita di cui non esistono le corrispondenti nel segnale di entrata, o nella modulazione del segnale di entrata.

Disturbo a spettro uniforme — Disturbo che interessa uniformemente tutta la banda passante di un ricevitore e tutti i campi di frequenza.

Disturbo periodico — Disturbo che interessa solo determinate frequenze.

Disturbo saltuario (ad impulsi saltuari) — Disturbo che si verifica a intervalli non costanti e con intensità variabili.

Disturbo uniforme — Disturbo la cui intensità si mantiene costante o varia di poco intorno ad un certo valore medio.

E

Echi effect - effect figaro) — Ripetizione a brevi intervalli una o più volte delle creste o dei gradini di un segnale.

Effetto tenda (wave effect - effect figaro) — Strisce verticali bianco-nere alternate e sfumate che si manifestano dal bordo sinistro verso destra affievolendosi e scomparendo a circa metà quadro). Sono causate da oscillazioni parassite dello stadio di deflessione orizzontale.

Effetto neve — Disturbo simile ad una copiosa nevicata che offusca l'immagine ricevuta da un televisore quando il segnale è molto debole.

Elettroni — L'unità elementare di una carica elettrica negativa. Elettroni sono emessi dal catodo di un tubo elettronico.

Elettrostatica (deflessione) — La deflessione di un pennello catodico mediante l'applicazione di una tensione fra due piastrine montate nell'interno di un tubo catodico.

Elettrostatica (focalizzazione) — La focalizzazione sullo schermo (spot) del pennello elettronico di un tubo catodico mediante un campo elettrico prodotto da uno speciale elettrodo inserito nel complesso di ottica elettronica del proiettore (gun).

Emissione (di elettroni) — Il rilascio di elettroni da materiali sotto la azione del calore, della luce o dell'elettricità.

Enfasi — Vedi: **accentuazione.**

Equalizzatori (impulsi) — Impulsi sincronizzanti che precedono e seguono il segnale sincro di quadro. Servono per facilitare l'interlacciamento esatto dei due quadri costituenti un'immagine completa.

Equipotenziale (superficie) — Una superficie i cui punti sono allo stesso potenziale. Presente in dispositivi di ottica elettronica.

Esplorazione di una immagine — Vedi: **analisi.**

F

Facsimile — Sistema di trasmissione-ricezione via radio o cavo di immagini fisse (fotografie, schizzi, scritte, ecc.).

Fantasma (spettro) — Seconda immagine attenuata e traslata in direzione orizzontale, dovuta alla presenza di echi nel segnale video.

Fase — La posizione di un'onda relativa all'inizio del fenomeno o ad un determinato riferimento. Normalmente espresso in gradi di un angolo, ove il ciclo completo è di 360 gradi.

Fattore di Kell — Coefficiente di riduzione della massima frequenza video in un'analisi televisiva, derivante dalla posizione indeterminata dell'area analizzatrice (spot) rispetto alle righe teoriche di scansione. Varia da 0,7 a 0,8.

Fattore di cresta — Fattore per il quale occorre moltiplicare il valore efficace di una tensione di disturbo, per avere un valore di cresta approssimato.

Fascio elettronico (catodico) — Vedi: **Pennello elettronico.**

Fedeltà di contrasto — Riproduzione degli elementi di immagine con brillanze proporzionali a quelle originali.

Fedeltà di colore — Riproduzione dei colori fondamentali nella proporzione voluta per rendere i toni di colore simili a quelli originali dell'immagine.

Fedeltà di frequenza — Riproduzione delle componenti oscillatorie di un segnale nella proporzione originale.

Fedeltà di fase — Riproduzione delle componenti oscillatorie di un segnale colle stesse fasi relative originali.

Ferroxcube — Nome dato dalla Società Philips ad un materiale magnetico ad alta permeabilità e basse perdite (ferro ceramico) usato come nucleo magnetico in alcune parti di circuiti TV.

Filtro neutro — Filtro che attenua nella stessa proporzione le varie componenti di colore.

Filtro di colore — Filtro selettivo che si lascia attraversare da alcune componenti di colore mentre altre ne attenua od assorbe.

Flicker — Vedi: **Sfarfallio.**

Flying-spot (punto volante) — Denominazione anglosassone data ad un sistema di analisi TV particolarmente usata nella trasmisisone di diapositive e film cinematografici.

Fluorescenza — Luminosità acquistata da uno schermo in conseguenza di assorbimento di energia elettronica o luminosa o diversa.

Focalizzazione — Operazione colla quale si controlla la concentrazione del fascio catodico per la formazione della macchia luminosa puntiforme (spot).

Fotoemissione — Emissione di elettroni da parte di speciali sostanze colpite dalla luce.

Fotoconduttività — Variazione di resistenza di speciali sostanze colpite dalla luce.

Frequenza di quadro — Numero delle oscillazioni per la scansione verticale nel tempo di un secondo; 50 nello standard italiano.

Frequenza di riga — Numero delle oscillazioni orizzontali di scansioni nel tempo di un secondo; 15.625 nello standard italiano.

G

Gated — Termine anglosassone comune in video tecnica per indicare un'azione comandata, guidata mediante una sorta di interruttore elettronico.

Gasatura — Termine pratico usato per indicare la presenza di gas in un tubo elettronico.

Generatore — Dispositivo che genera energia elettrica. E' genericamente sinonimo di oscillatore.

Generatore sweep (vobbulatore - spazzolatore) — Oscillatore nel quale la frequenza è variata continuamente entro ad una banda prefissata, con ritmo stabilito (generalmente intorno a 50 periodi).

Germanio — Elemento metallico cristallizzato usato nella costituzione di diodi a conduttività unilaterale.

Getter — Composto chimico che sublimato sotto vuoto in un tubo elettronico assorbe le tracce di gas residui od emessi dagli elettrodi interni, migliorando il grado di vuoto.

Giogo (di deflessione) — Complesso delle bobine di deflessione orizzontale e verticale montato sul collo del tubo catodico di un televisore.

Griglia — Il tipico elettrodo di controllo in ogni sorta di tubi elettronici.

Guadagno — Il rapporto fra i valori di corrente, tensione o potenza all'uscita ed all'ingresso di un amplificatore: generalmente espresso in dicibel.

I

Iconoscopio — Tubo elettronico ad accumulo per riprese TV, con pennello analizzatore ad elettroni veloci. Inventato da Zworykin nel 1928: ora in disuso.

Ioni — Particella inframolecolare di massa grandemente superiore all'elettrone, portante una carica elettrica. Vi sono ioni positivi e negativi.

Ionizzazione — La conversione di molecole gassose in ioni con perdita od acquisti di elettroni.

Ionosfera — La parte superiore dell'atmosfera ad un'altezza dal suolo superiore ai 40 km. E' ionizzata dai raggi solari.

Image - orthicon — Tubo elettronico da presa TV ad alta sensibilità, con pennello analizzatore ad elettroni lenti. Attualmente molto usato nelle telecamere.

Intercarrier — Sistema adottato nei ricevitori TV, ove un unico amplificatore a frequenza intermedia amplifica entrambe le portanti audio e video. Il battimento interno fra le due portanti, dà luogo da una portante a 5,5 MHz modulata in frequenza che viene estratta dopo il 2° rivelatore ed inviata alla sezione audio. Ha il grande vantaggio di non risentire praticamente delle variazioni di frequenza dell'oscillatore locale pel cambiamento di frequenza.

Interlacciamento (Interlacing) — Sistema di analisi TV ove si hanno per ogni immagine completa due quadri con metà numero di righe (pari e dispari) la cui sovrapposizione con le righe intercalate dà luogo all'analisi completa. Offre il vantaggio di ottenere con un determinato numero di righe ed una determinata frequenza video max, il raddoppio della ripetizione dei quadri con attenuazione dello sfarfallio.

Inversore di fase (phase inverter) — Circuito elettronico che provvede a spostare di 180 gradi la fase di un dato segnale.

Iridescenza — Effetto della non esatta sovrapposizione di immagini parziali nei colori fondamentali, per cui gli oggetti risultano contornati con linee di colore diverso dalla loro tinta normale.

K

Klystron — Tipo di tubo elettronico nel quale gli elettroni sono periodicamente accelerati, rallentati e riflessi da campi elettrici. Viene usato come oscillatore (ed in certi casi come amplificatore) per microonde.

L

Larghezza di banda — Estensione, misurata in frequenza, dello spettro di un segnale comprendente il 99% della potenza trasmessa e tutte le componenti isolate la cui potenza supera lo 0,25% della stessa potenza.

Larghezza di banda video — E' la larghezza di banda relativa al solo segnale di immagine e di sincronizzazione (escluso il segnale suono).

Larghezza di canale di televisione — E' la larghezza di banda di tutto il segnale di televisione compreso in esso il segnale del suono.

Limitatore — Viene così denominato un tubo elettronico (triodo) opportunamente polarizzato che limita ad un predeterminato valore l'escursione massima della sua corrente anodica. Viene anche chiamato « clipper » o «tosatore ».

Linearità — L'esatta proporzionalità fra i valori di una tensione o corrente nei rispetti dell'azione risultante (ad es. la deflessione di un pennello elettronico).

Linearità (controllo di) — In un televisore è l'organo che corregge la linearità delle deflessioni verticale e orizzontale.

Livello di soppressione (Blanking level) — Il livevllo di un segnale video composto, che separa la parte di detto segnale contenente la informazione video vera e propria da quella contenente l'informazione sincronizzante.

Livello massimo di portante — Ampiezza massima dell'inviluppo dalle oscillazioni a radiofrequenza costituenti il segnale di televisione.

Livello del bianco — Ampiezza delle oscillazioni a radiofrequenza del segnale di visione, in corrispondenza di un elemento d'immagine della massima brillanza.

Livello del nero — Ampiezza delle oscillazioni a radiofrequenza del segnale di visione, in corrispondenza di un elemento d'immagine completamente oscuro. Viene talvolta chiamato « piedestallo » (black level).

Livello medio del segnale di immagine — Valore medio lineare delle ampiezze del segnale di visione esteso a tutti e soli gli elementi di un'immagine completa, esclusi cioè gli impulsi di sincronizzazione riferiti al livello del nero.

Livello medio di brillanza di un'immagine — Valore medio aritmetico del logaritmo della brillanza di tutti gli elementi di una immagine completa.

Lobo — Una delle aree di spiccato guadagno in un diagramma di direzionalità di un'antenna.

Locale (oscillatore) — E' così chiamato l'oscillatore che provoca il battimento a media frequenza in un ricevitore a supereterodina.

Luminescenza — Vedi: **Fluorescenza.**

Luminosità — Vedi: **Brillanza.**

Luminosità (controllo di) — E' l'organo che regola la luminosità generale dell'immagine sullo schermo del tubo catodico TV.

M

Macchia ionica — Si manifesta sullo schermo fluorescente dei tubi catodici TV per bombardamento di ioni gassosi presenti nel tubo stesso.

Magnete — Pezzo di acciaio speciale magnetizzato fortemente, di opportuna forma usato nei televisori per focalizzare, deflettere permanentemente (o correggerne la linearità) l'immagine riprodotta sullo schermo del tubo catodico. E' parte essenziale della « trappola ionica ».

Magnetron — Tubo elettronico nel quale il percorso del fascio elettronico interno è determinato da un campo magnetico esterno. Viene impiegato come oscillatore per onde decimetriche.

Marcatore (marker) — Apparato di misura elettronico che genera una serie di frequenze tarate, necessarie nella operazione di allineamento di amplificatori a radio frequenza.

Mascheramento — Effetto perturbatore dei disturbi al limite per il quale un segnale viene reso irriconoscibile.

Micro onde — Radio onde corrispondenti a frequenze superiori ai 3000 megahertz.

Mixer - mixaggio — Operazione effettuata mediante circuiti elettronici, mediante la quale vengono mescolati (sovrapposti) due o più segnali elettrici.

Mira — Immagine o disegno trasparente (diapositiva) costruita per eseguire misure obbiettive della qualità della riproduzione delle immagini di televisione.

Modulazione — Processo nel quale un'onda portante viene periodicamente variata in ampiezza o frequenza o fase mediante l'imposizione di impulsi elettrici qualsivoglia. Per la trasmissione dei segnali video viene normalmente usata la modulazione d'ampiezza.

Modulazione positiva (del segnale di televisione) — Modulazione colla quale l'ampiezza a radiofrequenza del segnale aumenta insieme colla brillanza degli elementi d'immagine.

Modulazione negativa (del segnale di televisione) — Modulazione nella quale l'ampiezza del segnale a radiofrequenza diminuisce al crescere della brillanza degli elementi d'immagine.

Moltiplicatore (elettronico) — Tipo di amplificatore di tensione che utilizza il principio dell'emissione secondaria di superfici colpite da elettroni. Il potere amplificatore può raggiungere parecchi milioni di volte: è limitato dal « soffio » elettronico.

Monitore — Apparecchio di controllo di un segnale a radiofrequenza e della sua modulazione con eventuale segnalazione degli istanti in cui vengono raggiunti certi valori limiti.

Monocroma (immagine) — Immagine in cui la tinta, cioè la proporzione dei colori fondamentali, è uguale in tutti i punti variando da un punto all'altro soltanto la brillanza.

Monoscopio — Figura fissa che si trasmette e si riceve, allo scopo di messa a punto iniziale del trasmettitore o del ricevitore.

Mosaico — Superficie fotosensibile dell'iconoscpio costituita di globulini di argento cesiato isolati fra di loro.

Multivibratore — Circuito elettronico oscillatore costituito dall'accoppiamento **R-C** di due tubi (triodi o pentodi). E' privo di circuiti sintonizzati. Genera molte armoniche e differenti forme di onda.

N

Nitidezza di una immagine — Definita dalla dimensione media di ciascuno degli elementi d'immagine individuale.

Nodo — Punto di minima corrente o tensione in un sistema di onde stazionarie.

Norma — Insieme dei valori normali che definiscono un determinato sistema di televisione. Viene anche chiamata « standard TV ».

Normale (valore o caratteristica) — Valore o caratteristica che sono prescritti nella norma di un sistema di televisione.

Numero di righe teorico o totale — Numero delle oscillazioni di riga che hanno luogo durante il periodo di una immagine completa, ivi comprese quelle non utilizzate (ritorno verticale).

Numero di righe effettivo — Numero di righe che costituiscono effettivamente una immagine trasmessa o ricevuta.

Numero di quadri interlacciati — Numero dei quadri che compongono una immagine completa.

Numero di immagini — Vedi: **Frequenza d'immagine.**

Numero di quadri — Vedi: **Frequenza di quadro.**

O

Ondulazione — Movimento lento relativo di alcune zone dell'immagine rispetto ad altre, che dipende da difetto di sincronizzazione della scansione.

Orthicon — Tubo elettronico da presa TV attualmente sostituito dallo « image-orthicon ».

Oscillazione (di elementi o zone d'immagine) — Movimento rapido di alcuni elementi d'immagine per effetto stroboscopico o diverso.

Oscillatore — Circuito elettronico per la generazione di oscillazioni a varie frequenze.

Oscilloscopio — Apparecchio munito di tubo a raggi catodici per la produzione di diagrammi rappresentatori, utili per lo studio di determinati fenomeni.

P

Paraboloide — Riflettore metallico a forma di paraboloide impiegato nell'antenna trasmittente e ricevente di ponti radio.

Passivi (elementi) — Detti anche « parassiti». Si identificano nel « direttore » (o « direttori ») e nel « riflettore » di un'antenna direzionale per TV.

Pellicolare (effetto) — Addensamento delle correnti ad alta frequenza alla superficie dei coduttori.

Pennello elettronico (electron beam) — Fascio di elettroni uscente da un proiettore elettronico (gun) all'interno di un tubo catodico sotto vuoto. Viene impiegato nei tubi elettronici da presa e da riproduzione (cinescopi).

Perdita di sincronismo — E' lo sganciamento di una oscillazione, che dovrebbe riprodurre gli spostamenti e le fasi di un'altra, e che invece rende indipendente.

Periodo attivo (della scansione orizzontale o verticale) — E' il periodo nel quale vengono effettivamente trasmessi o ricevuti elementi d'immagine, ovvero di righe intere d'immagine, e la scansione avviene nel verso voluto dall'analisi.

Persistenza (della fluorescenza) — E' la durata dell'intervallo che segue l'eccitazione, durante la quale la fluorescenza presenta una intensità apprezzabile. Si misura col valore dell'intervallo durante il quale la brillanza si riduce di un determinato rapporto.

Persistenza (della visione) — Proprietà dell'occhio umano secondo la quale un'impressione istantanea tende a persistere come sensazione visiva per circa 1/20 di secondo.

Pick-up — Termine anglosassone sinonimo di « presa ». Si riferisce a riprese TV mediante telecamere.

Piedestallo — Vedi: **Base.**

Polarità — Il senso in cui viene applicato il segnale video, individuato dal terminale che risulta positivo in corrispondenza delle massime brillanze degli elementi d'immagine.

Polarizzazione del campo elettromagnetico (di una emissione) — E' definita dalla direzione del vettore elettrico del campo elettromagnetico generato dall'antenna.

Polarizzazione orizzontale (di un'emissione TV) — Quando il dipolo (od i dipoli) trasmittente è disposto in senso orizzontale.

Potenza media — E' il valore medio lineare della potenza considerata per un tempo sufficientemente lungo, durante la trasmissione normale.

Polarizzazione verticale (di un'emissione TV) — Quando il dipolo (od i dipoli) trasmittente è disposto in senso verticale.

Potenza di cresta — E' la potenza media durante un periodo della radiofrequenza, ma misurata in corrispondenza di una punta massima di modulazione.

Portante (carrier) — Un'onda adatta per essere modulata da un'onda modulante.

Portante video — E' la portante del segnale di visione in una trasmissione di televisione.

Portante audio — E' la portante del segnale suono in una trasmissione di televisione.

Proiettore (elettronico; « gun ») — Consta di un catodo termoionico e di un sistema di lenti elettrostatiche. Genera il pennello elettronico in un tubo catodico.

Progressisva (analisi) — Quando le righe d'analisi TV si susseguono una adiacente all'altra nel loro ordine progressivo. E' il contrapposto dell'analisi interlacciata.

Punta (della tensione o della modulazione) — Valore massimo che la tensione raggiunge solo in un istante oppure per un breve intervallo della modulazione.

Punto luminoso catodico (spot) — Zona luminosa puntiforme (spot), prodotta dal pennello elettronico sullo schermo fluorescente del tubo catodico.

Punto volante (flying-spot) — Vedi: « **Flying-spot** ».

Q

Quadro — Immagine a limiti rettangolari. Nel sistema d'analisi a righe interlacciate si formano due quadri a metà numero di righe ciascuno (pari e dispari) per ogni immagine completa della durata di 1/25 sec.

Quarzo (cristallo di) — Tagliato in determinati spessori e senso in forma di piastrine, viene usato per la stabilizzazione di oscillatori elettronici.

R

Rapporto di quadro — Rapporto fra le dimensioni orizzontale e verticale del rettangolo d'immagine.

Rapporto: segnale video/ sincronizzazione — Rapporto della escursione della tensione del segnale video a quella degli impulsi di sincronizzazione.

Rapporto: segnale video/ disturbo — Rapporto tra il valore da cresta a cresta del segnale di visione e quello del disturbo.

Raster (reticolo) — Il quadro luminoso prodotto dalle righe d'analisi sullo schermo del tubo catodico in assenza di segnale ricevuto.

Ratio-detector (rivelatore a rapporto) — Circuito elettronico discriminatore, per la rivelazione della modulazione di frequenza.

Reazione (feed back) — Trasferimento di energia da un punto di un sistema amplificatore ad un punto precedente in modo da ottenere un aumento od una diminuzione di guadagno.

Registrazione di segnali di televisione (transcriber) — Operazione colla quale i segnali di televisione vengono registrati su una pellicola, per poterli poi riprodurre a distanza di tempo.

Resa o restituzione — Di un ricevitore o amplificatore. E' la modalità con cui il segnale in uscita dipende dal segnale applicato in entrata.

Rendimento — Rapporto della potenza utile, alla potenza totale spesa in una conversione di potenza elettrica.

Restitutore di c.c. (DC Restorer) — Dispositivo adottato in un sistema di trasmissione di correnti alternate (video), allo scopo di ristabilire la componente di corrente continua nella trasmissione stessa.

Riflessioni — Si generano lungo una linea di trasmissione, sede di onde stazionarie, provocando sdoppiamento d'immagine od immagini multiple.

Riflesso (segnale) — Segnale TV non proveniente direttamente dall'antenna trasmittente, bensì per riflessione da una superficie conduttrice o semi-conduttrice.

Riproduzioni d'immagini — Operazione colla quale un segnale di televisione viene tradotto nella immagine corrispondente.

Risoluzione — Vedi: **Definizione.**

Risonanza — Condizione elettrica di un circuito oscillatore o di un'antenna secondo la quale è massima la circolazione di corrente ad una determinata frequenza.

Ritardo di fase — E' il ritardo relativo che subiscono le fasi delle oscillazioni sinusoidali durante la trasmissione su un collegamento di televisione.

Ritorno di riga — E' il movimento retrogrado della scansione orizzontale tra la fine di una linea e l'inizio della successiva.

Ritorno di quadro — E' il movimento retrogrado della scansione verticale tra la fine di una riga e l'inizio della successiva.

Risposta stazionaria (curva di) — E' la curva rappresentativa dell'ampiezza delle oscillazioni persistenti sinusoidali d'uscita per tensione di entrata di ampiezza costante al variare della frequenza.

Risposta impulsiva — E' la curva di risposta dell'ampiezza in uscita, in funzione del tempo, per un impulso di durata brevissima e di valore integrale unitario applicato in entrata.

Rumore (di fondo) — Vedi: **Disturbo.**

S

Saturazione — In un tubo elettronico la condizione in cui la corrente anodica è limitata dalla massima emissione catodica.

Scansione — Movimento orizzontale e verticale dell'area elementare (spot) per esplorare l'intera superficie del quadro d'immagine.

Schermo (fluorescente)	Parte del tubo catodico sulla quale si forma l'immagine TV.
Segnale video	E' la parte del segnale di televisione che traduce gli elementi d'immagine insieme con gli impulsi per la sincronizzazione.
Segnale di soppressione (blanking signal)	Un segnale costituito da impulsi ricorrenti, in relazione di tempo col processo di scansione TV, allo scopo di effettuare la soppressione.
Segnale audio	E' la parte del segnale di televisione che traduce il suono associato all'immagine di televisione.
Sensibilità (di un tubo o di una camera di presa)	E' il valore minimo della brillanza media di una immagine che può essere trasmessa e riprodotta con qualità soddisfacente.
Sensibilità (di un televisore)	E' il valore minimo del campo elettromagnetico in μV/m che consente una ricezione soddisfacente.
Segnale video composto	Il complesso dell'informazione video-sincro irradiato dall'emittente TV od inviato per cavo o ponte radio.
Segnale sincro	Complesso di impulsi ricorrenti atti ad assicurare la sincronizzazione della scansione TV.
Senso della scansione	Senso del movimento della scansione durante i periodi attivi di analisi o di riproduzione dell'immagine. E' normale il movimento dall'alto in basso verticalmente, e da sinistra a destra orizzontalmente per chi guarda l'immagine frontalmente.
Servizio (area di)	Zona in cui è ricevuta soddisfacentemente la emissione di un trasmittente TV. In essa il campo elettromagnetico non deve essere inferiore a 200 μV/m.
Sfalsata (sintonia) (staggered tuning)	Sistema adottato negli amplificatori a frequenza intermedia per ottenere un responso a banda larga. I vari stadi hanno sintonie diverse.
Sfarfallamento (sfarfallìo - flicker)	Percezione d'intensità luminosa fluttuante a causa della riproduzione discontinua delle immagini di televisione (flicker).
Sfarfallamento di riga	E' la percezione di oscillazioni rapide di elementi d'immagine a causa della riproduzione alternativa di righe vicine (interlacciamento).
Sfarfallamento di punti	E' la percezione di oscillazioni rapide di elementi d'immagine a causa della riproduzione alternativa di punti vicini nell'immagine riprodotta per punti.
Sfuocatura	Perdita dei particolari più piccoli dell'immagine a causa di eccessive dimensioni della macchia luminosa.

Skin effect — Vedi: **Pellicolare (effetto).**

Sincronismo — Condizione per la quale due movimenti avvengono contemporaneamente in tutte le loro modalità e fasi.

Sincronizzazione della scansione — Operazione colla quale la deflessione di un pennello elettronico in ricezione viene comandato in sincronismo con quella di analisi operata in trasmissione.

Sistema di televisione — E' l'insieme dei procedimenti completi con cui vengono analizzate e riprodotte le immagini in televisione, secondo tutte le regole contenute in una norma particolare.

Soppressione (blanking) — Annullamento del pennello elettronico e della relativa macchia catodica (spot) durante gli intervalli di ritorno di riga e di quadro.

Sorpassamento (superamento-over shoot) — Effetto per cui l'ampiezza di un impulso a fronte ripido supera inizialmente il livello normale.

Spettro (di un segnale) — E' la rappresentazione delle frequenze e delle intensità delle componenti oscillatorie del segnale.

Stabilità di guadagno — E' la qualità per la quale il guadagno di un amplificatore non varia, nonostante l'azione di certi parametri variabili, quali tensioni, caratteristiche dei tubi ecc.

Stabilità di livello — E' la qualità per cui il livello di un segnale in uscita si mantiene costante o varia di poco, nonostante la variazione del livello di ingresso o di altri parametri.

Stabilità d'immagine — E' la visione ferma di un'immagine fissa o delle parti fisse di essa.

Standard — Vedi: **Norma.**

Striature - striscionature — Effetto per cui la brillanza di un'immagine risulta rinforzata o attenuata secondo strisce orizzontali parallele generalmente equidistanti.

Staticon — Vedi: **Vidicon.**

T

Target — Elettrodo fotosensibile dell'image-orthicon.

Televisione — Trasmissione di immagini in movimento per mezzo di oscillazioni a radiofrequenza irradiate nello spazio.

Televisione circolare — Emissione TV irradiata circolarmente al servizio del pubblico munito di televisori.

Tempo di persistenza della fluorescenza — Vedi: **Peristenza.**

Tempo di ritorno di riga o di quadro — Vedi: **Intervallo di ritorno.**

Tempo di cancellazione — Vedi: **Intervallo di cancellazione.**

Tessitura d'immagine — E' l'insieme delle righe considerate colle loro mutue distanze rese da un cinescopio.

Transitorio (transient) — Rapidissima variazione non periodica di tensione o corrente.

Transistore — Organo elettronico utilizzante le proprietà dei semiconduttori affetti da impurità controllate. Consente di ottenere effetti di amplificazione, generazione e rivelazione analogamente ai tubi termoionici.

Trappola (ionica) — Dispositivo che sfruttando una deflessione magnetica permanente del pennello elettronico, impedisce agli ioni gassosi presenti in un tubo catodico di raggiungere lo schermo.

Trascinamento — E' l'effetto del persistere di una intensità residua dello « spot » sullo schermo fluorescente che si annulla gradualmente entro un certo tempo.

Tremolio — E' il movimento rapido di alcuni elementi di immagine a causa di difetti della scansione o di disturbi alla medesima.

Tricromia additiva — Metodo di riproduzione di un'immagine colorata, per sovrapposizione di tre immagini monocrome nei tre colori fondamentali.

Tricromia sottrattiva — Metodo di riproduzione di un'immagine colorata, per assorbimento dalla luce bianca di componenti di tre bande di colore differente.

Tubo elettronico da presa (camera tube) — Un tubo elettronico nel quale un'immagine ottica viene trasformata in un'immagine elettronica a varia densità di carica, che viene a sua volta analizzata secondo una sequenza predeterminata in modo da generare un segnale elettrico.

Tubo catodico (d'immagine) — Tubo elettronico provvisto di un proiettore elettronico (gun) che genera un pennello di elettroni producente un punto luminoso (spot) spostabile su uno schermo fluorescente. Si costruiscono a schermo circolare ed a schermo rettangolare. Viene anche chiamato cinescopio.

U

U-H-F — Sigla di origine anglosassone per indicare la gamma di onde da 300 a 3000 MHz.

Uniformità di resa della brillanza — Qualità per cui la proporzione delle brillanze rese a quelle originali è la stessa su tutta la superficie del quadro.

Uniformità di focalizzazione — Qualità per cui le dimensioni della macchia luminosa risultano le stesse su tutta la superficie del quadro.

V

Valore massimo — Valore limite superiore raggiunto solo in alcuni istanti.

Valore quasi massimo — Valore superato solo durante il 5% del tempo.

Valore minimo — Valore limite inferiore raggiunto solo in istanti isolati.

Valore quasi minimo — Valore superato durante il 95% del tempo.

Valore mediano — Valore superato durante il 50% del tempo.

Valore di cresta — Valore massimo che si presenta con una certa regolarità.

Valore cresta a cresta — Valore computato fra i due limiti superiore e inferiore.

Vestigial side band — Banda laterale parzialmente soppressa.

Video diffusione — Trasmissione locale per filo di segnali visivi di immagini mobili.

Video segnale — Segnale che traduce gli elementi di immagine in combinazione con gli impulsi di sincro.

Video amplificatore — Amplificatore a larga banda capace di amplificare i segnali di visione.

Video frequenza — Frequenza risultante dalla scansione televisiva: da zero a 5 MHz nello standard italiano.

Vidicon — Tubo da presa TV basato sulla fotoconduttività del selenio. E' prodotto dalla R.C.A.. Un analogo tubo chiamato « Staticon » è prodotto dalla PYE.

V-H-F — Sigla di origine anglosassone (Very High Frequency) per indicare la gamma d'onda da 30-300 MHz.

Z

Zone marginali — Località ove la ricezione è critica a causa del campo elettrico-magnetico ridotto (inferiore ai 100 μV/m).

Zoomar (obiettivo) — E' uno speciale obbiettivo a lunghezza focale variabile, per telecamere: sostituisce la « carrellata » nelle riprese TV.

Domande alle quali l'allievo deve rispondere

NORME. — Per ogni domanda, sono già indicate quattro risposte, **(a, b, c, d)** una delle quali è l'esatta. L'allievo dovrà segnare con un tratto di penna o matita una delle quattro lettere, **a, b, c, d,** riportate nella colonna a fianco della domanda per indicare qual'è la risposta da lui ritenuta esatta.

ESEMPIO

(La risposta **d** è quella ritenuta esatta) a); b); c); ~~d)~~

DOMAMDA	RISPOSTE (segnare quella che si ritiene esatta)
1. Nelle operazioni di allineamento della media frequenza di un televisore americano di tipo « intercarrier » di quanto si deve spostare la portante audio per adattarlo allo standard italiano? **a)** di 1 MHz; **b)** di 2 MHz; **c)** di 3 MHz; **d)** di 4 MHz.	a); b); c); d)
2. Nelle operazioni di allineamento della media frequenza di un televisore di costruzione italiana di quanti MHz devono essere distanti (sulla curva guadagno-frequenza) i « markers » della portante video e portante audio? **a)** 1 MHz;; **b)** 4 MHz; **c)** 5 MHz; **d)** 5,5 MHz.	a); b); c); d)
3. A quale scopo si deve tenere il « marker » della portante video a metà altezza della curva guadagno-frequenza della FI sul tratto inclinato opposto alla portante audio? **a)** per ottenere un maggior guadagno; **b)** per compensare le basse frequenze a causa della banda laterale parzialmente soppressa; **c)** per mantenere l'esatta distanza dalla portante suono; **d)** per allargare la banda video passante.	a); b); c); d)
4. Con quale strumento si può misurare la tensione esistente sulla griglia di un tubo elettronico senza turbarne il funzionamento? **a)** con un « tester » a 10.000 ohm/V; **b)** con un « tester » a 20.000 ohm/V; **c)** con un voltmetro elettronico; **d)** con un comune voltmetro a 5.000 ohm/V.	a); b); c); d)

5. Se sullo schermo di un televisore appare un'unica riga luminosa verticale, che cosa si deve dedurre?
a) non funziona la deflessione orizzontale; **b)** non funziona l'amplificatore a video frequenza; **c)** è interrotta o mal collegata una delle bobine di deflessione orizzontale; **d)** non funziona il separatore di sincronismo. **a); b); c); d)**

6. Se sullo schermo di un televisore appare un'unica riga luminosa orizzontale, che cosa si deve dedurre?
a) vi è un difetto nel circuito di deflessione verticale; **b)** manca il « video »; **c)** è difettoso l'amplificatore a FI; **d)** è difettosa la focalizzazione. **a); b); c); d)**

7. Quali morsetti di un oscilloscopio di misura devono collegarsi all'uscita dell'amplificatore a FI (dopo il rivelatore)?
a) l'entrata deflessione verticale; **b)** l'entrata deflessione orizzontale; **c)** l'elettrodo modulatore; **d)** la sincronizzazione esterna. **a); b); c); d)**

8. Qual'è il requisito essenziale di un buon oscilloscopio per misure TV?
a) possedere una banda passante di almeno 1 ÷ 2 MHz nella deflessione orizzontale; **b)** possedere una banda passante di almeno 1 ÷ 2 MHz nella deflessione verticale; **c)** possedere una banda passante di almeno 1 ÷ 2 MHz in entrambe le deflessioni; **d)** possedere una banda passante di almeno 1 ÷ 2 MHz nel circuito della griglia di modulazione del tubo. **a); b); c); d)**

9. Qual'è il coefficiente pel quale si deve moltiplicare la lettura della tensione alternata sinoidale con un normale « tester » (valore efficace) per ottenere il valore di cresta?
a) 1,11; **b)** 1,41; **c)** 1,73; **d)** 2. **a); b); c); d)**

10. Effettuando una misura di tensione di un segnale in un « test point » (sonda) di un televisore mediante un voltmetro elettronico munito di « probe », si ottiene:
a) il valore efficace; **b)** il valore massimo di cresta; **c)** il valore medio; **d)** la componente continua. **a); b); c); d)**

11. Di che ordine di grandezza è la tensione anodica aggiuntiva ottenuta dal diodo ricuperatore (« booster »)?
a) 1000 V; **b)** 500 V; **c)** 150 V; **d)** 50 V. **a); b); c); d)**

12. Di che ordine di grandezza è la tensione istantanea che si genera ai capi delle bobine di deflessione orizzontale durante il normale funzionamento di un televisore?
a) di alcuni volt; **b)** di alcune decine di volt; **c)** di alcune centinaia di volt; **d)** di alcune migliaia di volt. **a); b); c); d)**

13. La forma della corrente che circola nelle bobine di deflessione verticale ed orizzontale deve essere:
a) a dente di sega; **b)** trapezoidale; **c)** rettangolare; **d)** sinoidale.

a); b); c); d)

14. La forma della tensione agli estremi delle bobine di deflessione orizzontale e verticale deve essere:
a) a dente di sega; **b)** trapezoidale; **c)** rettangolare; **d)** sinoidale.

a); b); c); d)

15. Come si può accertare se un televisore « interlaccia » o meno?
a) accendendolo senza segnale TV in arrivo; **b)** accendendolo con segnale TV in arrivo; **c)** accendendolo ed inviando all'ingresso (antenna) un'oscillazione a radio frequenza; **d)** con verifiche strumentali sul circuito.

a); b); c); d)

16. Se in un televisore acceso, senza segnale TV in arrivo, si rendono visibili le righe (5 o 6) oblique dei ritorni verticali, da cosa è originato tale inconveniente?
a) dall'assenza di dispositivo autosoppressore; **b)** dall'eccessiva luminosità dello schermo; **c)** da cattiva regolazione dello stadio video; **d)** da cattiva regolazione dell'oscillatore verticale.

a); b); c); d)

17. Come si può sopprimere od attenuare il cosidetto « effetto tenda » (fasce verticali bianco-nere alternate e sfumanti dal bordo sinistro verso il centro del quadro)?
a) modificando la tensione anodica dello stadio deflettore orizzontale; **b)** inserendo una resistenza sul circuito anodico dello stadio deflettore verticale; **c)** shuntando per tentativi con capacità (di isolamento sufficiente) le bobine di deflessione orizzontale; **d)** sostituendo il diodo smorzatore con uno più efficiente.

a); b); c); d)

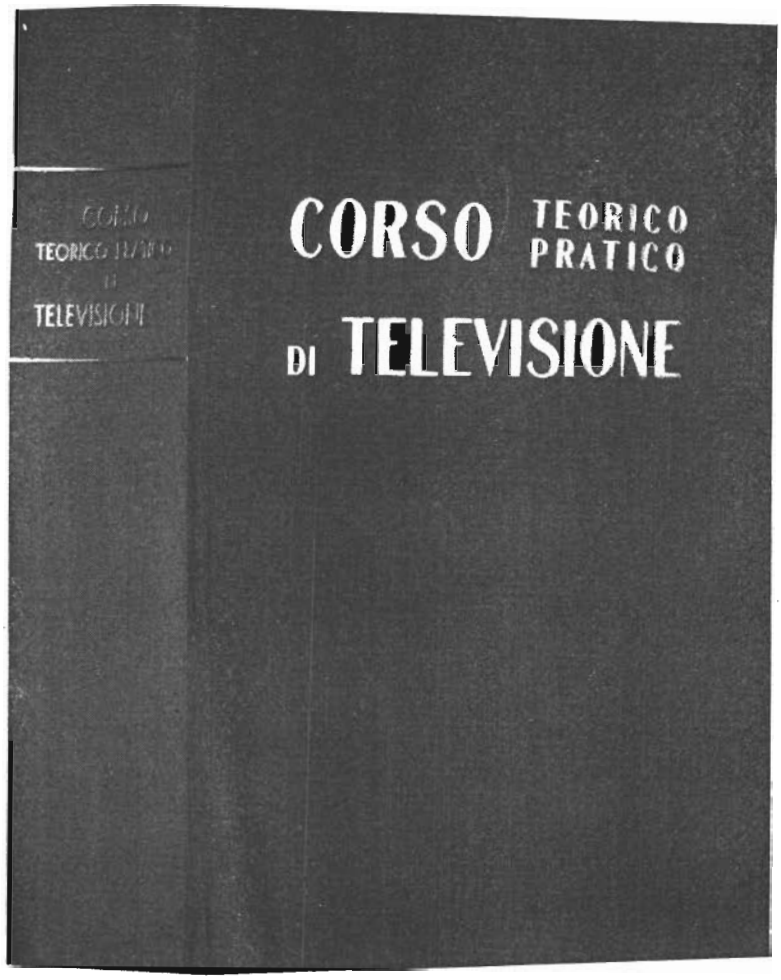
18. Qual'è la vita media di un tubo catodico per TV?
a) 500 ore; **b)** 1000 ore; **c)** 2000 ore; **d)** 3000 ore.

a); b); c); d)

Chiave per le risposte alle domande della Dispensa 35 - (lezioni LVI, LVII, LVIII, LIX e LX) - (Dispense 33, 34 e 35).

Numero della domanda	Risposta esatta	Numero della domanda	Risposta esatta
1	a)	10	b)
2	d)	11	c)
3	b)	12	d)
4	c)	13	a)
5	c)	14	b)
6	a)	15	b)
7	a)	16	a)
8	b)	17	c)
9	b)	18	c)

Autorizzazione del Tribunale di Milano 16-1-61 - N. 5502 del Registro
Direttore responsabile ALFONSO GIOVENE - Proprietà della Editrice Il Rostro
Distribuzione in abbonamento postale - Gruppo II
Distribuzione STE - Milano



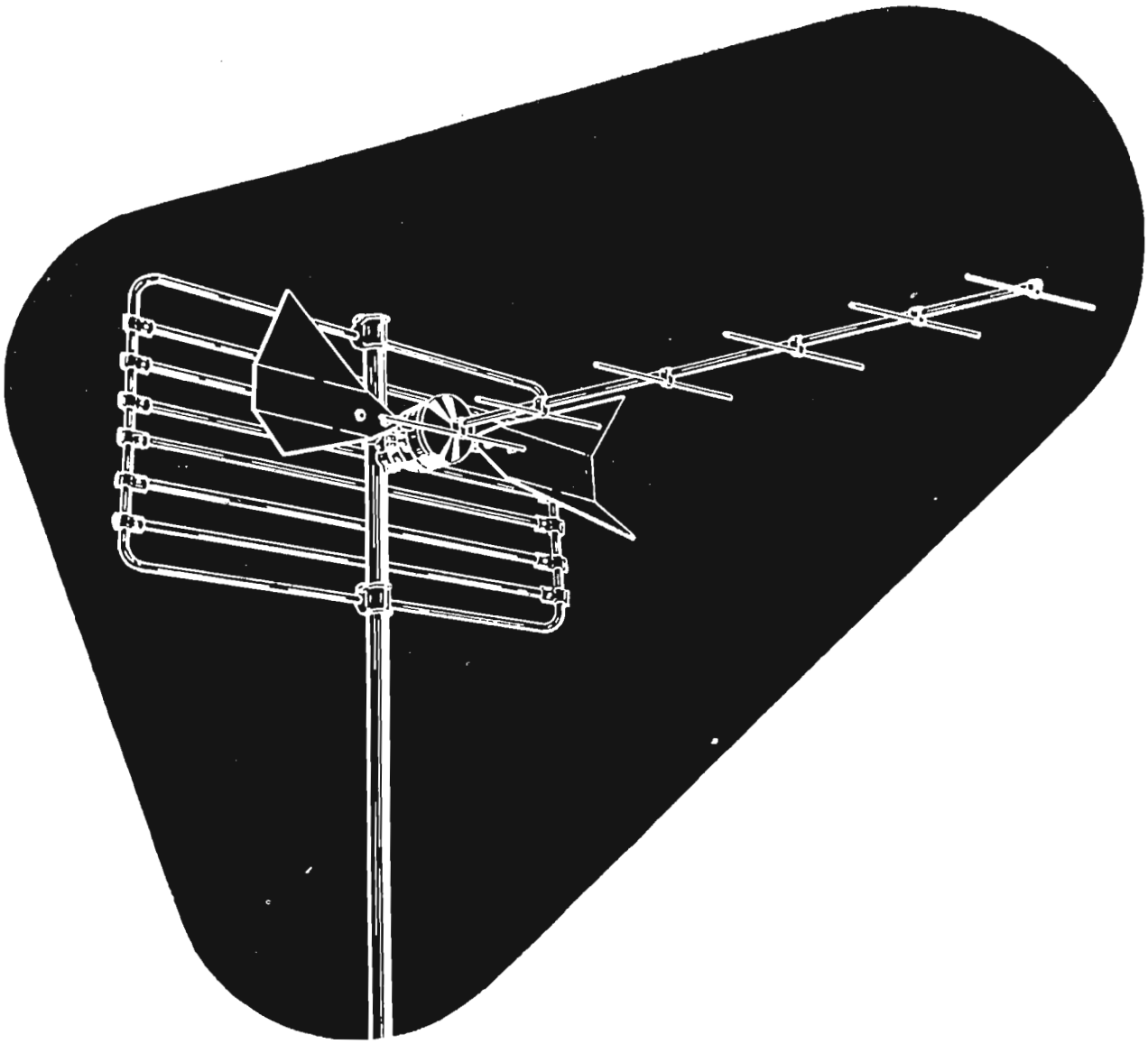
attenzione!

Acquistate o prenotate oggi stesso, presso il Vostro edicolante la **cartella raccoglitrice** per le 35 dispense del

CORSO TEORICO PRATICO DI TELEVISIONE

la cartella, in cartone e tela con impressioni in oro, contiene il frontespizio e l'indice generale di tutte le lezioni. Costa lire 500 ed è in vendita anche presso la

EDITRICE IL ROSTRO - Via Senato 28 - Milano



Antenne UHF per la ricezione del 2° programma TV

Tutti gli accessori per impianti UHF

Miscelatori • Demiscelatori • Convertitori • Cavi

LIONELLO NAPOLI

MILANO - Viale Umbria 80 - Telefono 57 30 49